

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.2.005

УДК 621.396.962.3

Метод повышения разрешающей способности по дальности радиоимпульсных датчиков систем ближней радиолокации

Е. В. Богатырев¹✉, Д. С. Вишняков²,
К. А. Игнатков², В. Я. Носков²

¹ Сибирский федеральный университет, 660041, Россия, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

² Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, 620002, Россия, г. Екатеринбург, Мира, 19

✉ bogatyrev-sfu@mail.ru

Аннотация

Представлено описание нового метода повышения разрешающей способности радиоимпульсных датчиков (РЛД), предназначенных для систем ближней радиолокации (СБРЛ) обнаружения и измерения параметров движения объектов локации. Суть метода состоит в том, что контролируемую область пространства с находящимися в ней целями периодически облучают зондирующими радиоимпульсами, причем во время их излучения одновременно принимают отраженные от целей радиоимпульсы и разделяют их на два квадратурных канала. Далее смешивают их с зондирующими радиоимпульсами, преобразуют перекрывающиеся по времени части этих радиоимпульсов в область низких доплеровских частот в виде двух квадратурных видеоимпульсов. Затем полученные в этих каналах квадратурные видеоимпульсы дискретизируют по амплитуде, запоминают во множестве моментов времени и подвергают цифровой обработке по предложенному алгоритму. Метод реализован в РЛД, выполненном на базе рупорно-линзовой антенны, доплеровского приемопередающего модуля с квадратурными выходами преобразованных сигналов, блока синхронизации и формирования импульсов, а также блока цифровой обработки сигналов. РЛД может найти применение в бортовых СБРЛ (например, автомобильных), предназначенных для обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения. Результаты экспериментальных исследований получены на примере автодинного РЛД 8-мм диапазона, выполненного на основе генератора на планарном диоде Ганна.

Ключевые слова

радиолокационный датчик, радиоимпульсный режим, обнаружение целей, автодин, генератор на диоде Ганна.

Для цитирования

Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А., Носков В. Я. Метод повышения разрешающей способности по дальности радиоимпульсных датчиков систем ближней радиолокации. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(2):166–190. DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.005.

Method of Increasing the Range Resolution of Radio Pulse Sensors of Short-Range Radar Systems

E. V. Bogatyrev¹✉, D. S. Vishnyakov²,
K. A. Ignatkov², V. Ya. Noskov²

¹Siberian Federal University, 79 Svobodny Pr., Krasnoyarsk, 660041, Russia

²Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, 19 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

✉ bogatyrev-sfu@mail.ru

Abstract

The description of a new method for increasing the resolution of radio pulse sensors (RPS) designed for short-range radar systems (SRRS) for detecting and measuring motion parameters of location objects is presented. The essence of the method is that the controlled area of space with the targets located in it is periodically irradiated with probing radio pulses, and during their radiation, radio pulses reflected from the targets are simultaneously received and divided into two quadrature channels. Next, they are mixed with probing radio pulses, and the time-overlapping parts of these radio pulses are converted into the region of low Doppler frequencies in the form of two quadrature video pulses. Then, the quadrature video pulses received in these channels are sampled by amplitude, stored at multiple points in time and digitally processed according to the proposed algorithm. The method is implemented in the RPS made on the basis of a horn-lens antenna, a Doppler receiving and transmitting module with quadrature outputs of converted signals, a synchronization and pulse generation unit, as well as a digital signal processing unit. The RPS can be used in onboard (for example, automotive) SRRS designed to detect moving targets, measure the distance to them, as well as determine the speed and direction of movement. The results of experimental studies have been obtained on the example of the 8-mm autodyne RPS made on the basis of the oscillator on a planar Gunn-diode.

Keywords

radar-sensor, radio pulse mode, target detection, autodyne, Gunn-diode oscillator.

For citation

Bogatyrev E. V., Vishnyakov D. S., Ignatkov K. A., Noskov V. Ya. Method of increasing the range resolution of radio pulse sensors of short-range radar systems. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(2):166–190. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.005.

Введение

Принцип действия классических радиолокаторов дальнего радиуса действия с импульсной модуляцией излучения основан на разделении во времени процессов формирования зондирующих и приема отраженных радиосигналов. Прием отраженных радиосигналов производится на отрезке времени между излучением зондирующих радиоимпульсов. Расстояние до цели определяется по времени запаздывания отраженного радиоимпульса, а скорость движения — по частоте доплеровского сигнала [1]. Недостатком этих РЛС является наличие «мертвой зоны», определяемой суммарным временем формирования зондирующего радиоимпульса и временем восстановления чувствительности приемника, а также сложность реализации [2].

Известны РЛД для систем ближней радиолокации с импульсной модуляцией излучения [3–6], у которых отсутствует мертвая зона вблизи антенны. В этих РЛД как при гомодинном, так и автодинном, построении приемопередатчика используется метод внутриимпульсного приема отраженного радиосигнала, т. е. во время излучения зондирующего радиоимпульса, когда время τ запаздывания отраженного радиосигнала меньше длительности t_n зондирующих радиоимпульсов ($\tau < t_n$). В таком случае процесс выделения информации об отраженном сигнале производится по разности фаз излучаемого и принимаемого радиосигналов. При относительном перемещении РЛД и цели изменения разности фаз вызывают на выходе смесителя приемника формирование сигнала в виде видеоимпульсов длительностью $t_n - \tau$. Выделение и «растягивание» по времени этих видеоимпульсов на период T_n их повторения и последующая фильтрация обеспечивают формирование доплеровского сигнала, который востребован для решения задачи обнаружения цели и измерения ее скорости движения. Благодаря отмеченным свойствам РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов обладают повышенной устойчивостью к пассивным помехам, находящимся за пределами зоны селекции цели. Они успешно решают задачи обнаружения движущихся целей, измерения расстояния до них, а также определения скорости и направления движения. Эти датчики широко используются в охранных системах, на транспорте в системах предупре-

ждения столкновений, системах контроля технологических процессов, научных исследованиях и военном деле [5–11].

Воздействие пассивных помех на РЛД может наблюдаться также внутри зоны контроля. Эти помехи возникают, например, от мокрого снега, града и дождя, а также от насекомых и птиц, находящихся вблизи антенны. Для защиты от этих помех в РЛД известны различные технические решения. Например, в [12; 13] используется попеременная передача зондирующих радиоимпульсов на двух разных частотах. Другой метод [14–19] основан на поочередной передаче двух зондирующих радиоимпульсов с разной шириной. Получаемые при этом доплеровские сигналы предложено обрабатывать с учетом их разности фаз.

Расширение функциональных возможностей радиоимпульсных РЛД обеспечивает применение в приемопередатчике не обычных, а квадратурных смесителей [10; 20–22]. Этим достигается формирование на выходе приемника двух доплеровских сигналов $I(t)$ и $Q(t)$, сдвинутых по фазе относительно друг друга на угол $\pm\pi/2$. Смена направления движения цели вызывает изменение разности фаз сигналов на противоположный знак. Это явление используется для идентификации объектов локации по направлению движения.

Из анализа известных технических решений РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов следует, что они имеют ряд недостатков, связанных с особенностями функционирования РЛД и формирования сигналов. Например, при маневрировании цели внутри зоны селекции возникает неопределенность ее положения. Аналогичная ситуация возникает при входе цели в зону селекции сбоку, где границы этой зоны определяются диаграммой направленности антенны. В таких случаях определить расстояние до цели, хотя она находится в зоне селекции, не представляется возможным. Ситуация с определением текущего положения цели становится еще более неопределенной в условиях множества целей в зоне селекции и в случае локации пространственно-распределенных объектов [23].

Таким образом, суть проблемы РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов состоит в том, что известные методы обработки сигналов не обеспечивают возможность надежного обнаружения и определения параметров движения отдельных объектов локации в условиях наличия в зоне селекции множества целей. Отсутствие разрешающей способности по дальности известных РЛД является их существенным ограничением, особенно в современных условиях возросшей сложности сценариев радиолокационной обстановки. Настоящая статья посвящена описанию предложенного нами [24] нового метода формирования и обработки сигналов, свободного от указанных недостатков.

Новый метод формирования и обработки сигналов РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов

На рис. 1 представлена структурная схема РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов, содержащего антенну (А), доплеровский приемопередающий модуль (ДППМ) с квадратурными выходами $I(t)$ и $Q(t)$ преобразованных сигналов, блок синхронизации и формирования импульсов (БСФИ), первый и второй аналого-цифровые преобразователи (АЦП-1 и АЦП-2), блок обработки сигналов (БОС), шину выходных данных (ШВД), шину обмена данными (ШОД) с персональным компьютером (ПК). БОС выполнен на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) и цифрового сигнального процессора (ЦСП). При этом ПЛИС содержит постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), арифметико-логическое устройство (АЛУ) и оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). В состав ЦСП входят блоки, выполняющие следующие функции:

- 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;
- 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.

На рис. 2 приведена структурная схема БСФИ, выполненного на базе микросхемы Si5368. Эта микросхема, содержащая опорный тактовый генератор (ОТГ) и два независимых программируемых умножителя/делителя частоты (УЧ/СДЧ), обеспечивает низкий уровень дрожания фазы выходных колебаний в диапазоне частот от 2 кГц до 1,4 ГГц (см. сайт фирмы Silicon Laboratories: <http://www.silabs.com>).

На рис. 3 приведены структурные схемы гомодинного (а) и автодинного (б) вариантов выполнения ДППМ с квадратурными выходами $I(t)$ и $Q(t)$ преобразованных сигналов, где А — антенна; АГ — автогенератор; ДМ-1, ДМ-2 — первый и второй делители мощности; СМ-И и СМ-К — смесители квадратурных каналов $I(t)$ и $Q(t)$ соответственно; ФВ — квадратурный фазовращатель; Ц —

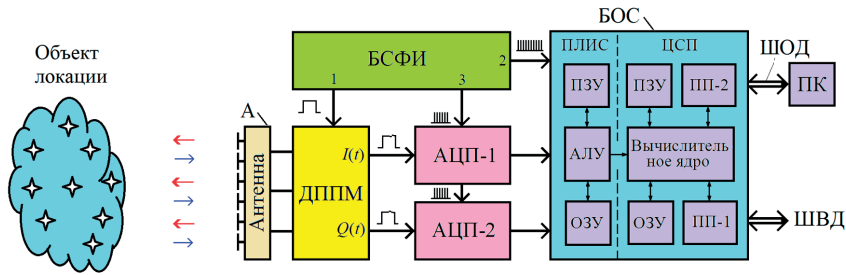


Рис. 1. Структурная схема радиолокационного датчика с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов

Fig. 1. Block diagram of the radar sensor with in-pulse reception and signal processing

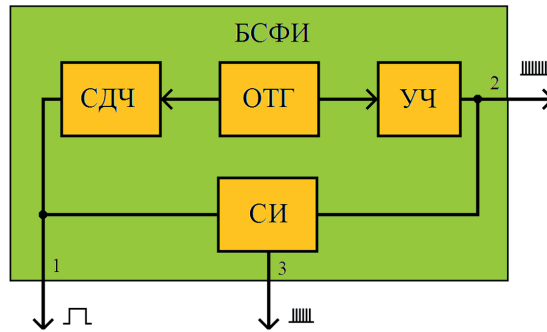


Рис. 2. Структурная схема блока синхронизации и формирования импульсов

Fig. 2. Block diagram of the synchronization and pulse generation unit

циркулятор; d_b — фазовое расстояние между смесителями. ДППМ может иметь в своем составе программируемый контроллером синтезатор частоты. Кстати, модули ДППМ выпускаются промышленностью (см., например, описание доплеровского модуля: «24.125 GHz Ranging Sensor Head, Dual Channel, Short Range», Model SSD-24303–20M-DW на сайте <https://www.eravant.com>).

Пример выполнения ДППМ по гомодинной схеме, представленный на рис. 3а, содержит автогенератор АГ, подключенный к входу первого делителя мощности ДМ-1. Первый выход ДМ-1 через циркулятор Ц связан с антенной А, а второй — с входом квадратурного фазовращателя ФВ. К третьему входу циркулятора Ц подключен второй делитель мощности ДМ-2, выходы которого соответственно подключены к сигнальным входам смесителей СМ-І и СМ-Q. Этими связями достигается получение на выходах сме-

сителей СМ-1 и СМ-Q квадратурного сдвига преобразованных сигналов. В состав ДППМ могут входить дополнительные элементы, например, перед вторым делителем мощности ДМ-2 может быть установлен малошумящий усилитель, а между первым делителем мощности ДМ-1 и циркулятором Ц — усилитель мощности. На выходах смесителей СМ-1 и СМ-Q могут использоваться усилители преобразованного сигнала.

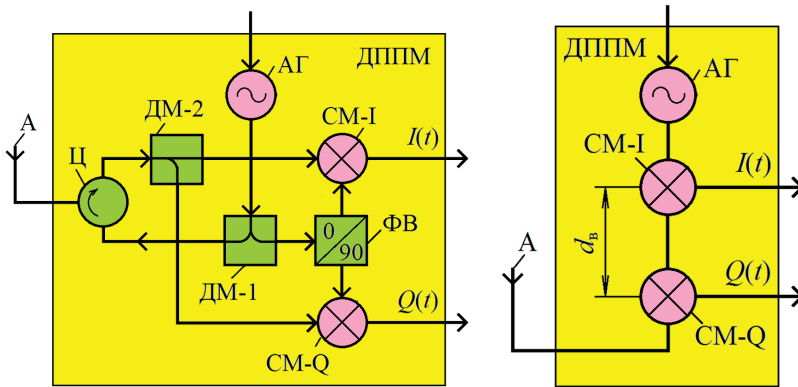


Рис. 3. Структурные схемы гомодинного (а) и автодинного (б) вариантов выполнения доплеровского приемопередающего модуля с квадратурными выходами преобразованных сигналов

Fig. 3. Block diagrams of homodyne (a) and autodyne (b) variants of the Doppler receiving and transmitting module with quadrature outputs and converted signals

При автодинном исполнении ДППМ (см. рис. 3б) функции передатчика и приемника выполняет единственный элемент — автогенератор. Для получения квадратурных сигналов в автодинном ДППМ известен вариант исполнения с двумя детекторными диодами в отрезке передающей линии между автогенератором и антенной [25; 26]. Другой вариант основан на использовании так называемого двухдиодного автодина [27], выполненного в виде системы двух взаимно синхронизированных парциальных автогенераторов при сильной связи [28]. При этом регистрация сдвинутых по фазе сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ производится в цепи питания парциальных автогенераторов. Для уменьшения степени искажений сигналов из-за автодинных изменений частоты генератор желательно стабилизировать посредством внешнего высокодобротного резонатора [29]. В состав автодинного ДППМ могут входить дополнительные элементы. Например, на выходах смесителей СМ-1 и СМ-Q могут использоваться усилители преобразованного сигнала.

Суть предложенного метода повышения разрешающей способности по дальности РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов, предназначенного для обнаружения и измерения параметров движения объектов локации в зоне селекции, рассмотрим на примере описания принципа действия представленного выше устройства.

После подачи напряжения питания на РЛД в БОС (рис. 1) в соответствии с алгоритмом его работы вычислительное ядро ЦСП включает команду «Инициализация» [30]. По этой команде производится настройка периферийных устройств ЦСП, распределение внутренней памяти, установка значений внутренних переменных, копирование исполняемого кода из низкопроизводительного ПЗУ в высокопроизводительное ОЗУ ЦСП и подача команды в АЛУ «Выборка из АЦП и сохранение результатов в памяти». После данной команды ПЛИС переходит в режим готовности приема оцифрованных сигналов от АЦП-1 и АЦП-2 с последующим формированием массива данных в памяти ОЗУ ПЛИС.

В БСФИ (рис. 3) после подачи напряжения питания происходит запуск опорного тактового генератора ОТГ. Выходной сигнал его поступает на умножитель частоты УМ, на выходе которого формируются тактовые импульсы с периодом повторения $T_{\text{ти}}$, а также на делитель частоты СДЧ, на выходе которого формируются импульсы длительностью $t_{\text{и}}$ с периодом повторения $T_{\text{и}}$ для управления передатчиком ДППМ (рис. 4а). Эти импульсы, поступающие также на первый вход селектора импульсов СИ (рис. 3), на его выходе из последовательности импульсов с выхода УЧ формируют пачки импульсов от 0 до M (см. на рис. 4 диаграмму (е) для случая $M = 10$), заполняющих временной интервал $t_{\text{и}}$, которые подаются далее на тактовые входы АЦП-1 и АЦП-2. При этом отметим, что количество тактовых импульсов за время $t_{\text{и}}$ определяет разрешающую способность РЛД по дальности: $\Delta r = t_{\text{и}} c / 2M$, где M — число отсчетов за время $t_{\text{и}}$; c — скорость распространения радиоволн.

Импульсы запуска передатчика ДППМ с первого выхода БСФИ $u_{\text{им}}(t)$, (рис. 4а) подаются на вход управления ДППМ, обеспечивая в нем условия возбуждения СВЧ-колебаний. Формируемые передатчиком ДППМ зондирующие радиоимпульсы $u_{\text{зонд}}(t)$ (рис. 4б), пройдя через первый делитель мощности ДМ-1 и циркулятор Ц, излучаются через антенну А в контролируемое пространство. Выражение для зондирующего сигнала $u_{\text{зонд}}(t)$ с прямоугольной огибающей $U_{\text{зонд}}(k, t)$ имеет вид [6]:

$$u_{\text{зонд}}(t) = A_0 \sum_{k=1}^{\infty} U_{\text{зонд}}(k, t) \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad (1)$$

где A_0 — амплитуда зондирующего сигнала;

$$U_{\text{зонд}}(k, t) = \begin{cases} 1, & \text{при } kT_{\Pi} < t < kT_{\Pi} + t_{\text{и}} \\ 0, & \text{при } kT_{\Pi} + t_{\text{и}} < t < (k+1)T_{\Pi} \end{cases} \quad \text{— единичная функция}$$

зондирующего сигнала;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая частота излучения;

$t_{\text{и}}$ и $T_{\Pi} = 2\pi/\Omega_n$ — длительность импульсов и их период повторения;

φ_k — случайная начальная фаза k -го радиоимпульса;

k — целое число, порядковый номер зондирующего радиоимпульса.

Часть мощности сигнала передатчика со второго выхода первого делителя мощности ДМ-1, пройдя через квадратурный фазовращатель ФВ, делится поровну и поступает на смесители СМ-І и СМ-Q в качестве гетеродинных сигналов с относительным сдвигом фаз на $\pi/2$. Эти сигналы назовем «прямыми» (индекс «прм»), в общем виде они записываются как

$$u_{\text{прм}}^I(t) = A_{\text{прм}} \sum_{k=1}^{\infty} U_{\text{прм}}(t, k) \cos[\omega_0 t + \varphi_k], \quad (2)$$

$$u_{\text{прм}}^Q(t) = A_{\text{прм}} \sum_{k=1}^{\infty} U_{\text{прм}}(t, k) \sin[\omega_0 t + \varphi_k], \quad (3)$$

где $A_{\text{прм}}$ — амплитуда прямых сигналов;

$$U_{\text{прм}}(t, k) = \begin{cases} 1, & \text{при } kT_{\Pi} < t < kT_{\Pi} + t_{\text{и}} \\ 0, & \text{при } kT_{\Pi} + t_{\text{и}} < t < (k+1)T_{\Pi} \end{cases} \quad \text{— единичная функция}$$

прямого сигнала.

При наличии в поле излучения антенны N точечных объектов локации отраженные от них радиосигналы принимаются антенной А, проходят через циркулятор Ц, делятся поровну вторым делителем мощности ДМ-2 и поступают на сигнальные входы первого и второго смесителей СМ-І и СМ-Q соответственно (рис. 2а). Выражение для этих радиосигналов запишем в виде:

$$\begin{aligned} u_{\text{отр}}(t) &= u_{\text{отр.1}}(t) + u_{\text{отр.2}}(t) = \\ &= \frac{A_0}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^N \Gamma_n U_{\text{отр}}(\tau_n, k, t) \cos[\omega_0(t - \tau_n) + \varphi_k + \varphi_n], \end{aligned} \quad (4)$$

где A_0 — амплитуда зондирующего радиосигнала;

$$\Gamma_n = \sqrt{\frac{P_{\text{зонд}} G_A^2 \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^3 P_{\text{мин}} R_n^4}} \quad \text{— безразмерный коэффициент ослабления}$$

амплитуды излучаемого сигнала по пути распространения до цели и обратно, приведенный к порту антенны;

$\tau_n = 2R_n/c$ — время запаздывания отраженного излучения от n -й цели;

R_n — текущее расстояние до n -й цели;

φ_n — постоянный фазовый сдвиг, связанный с отражающими свойствами n -й цели;

$P_{\text{зонд}}$ — средняя мощность зондирующего радиосигнала;

P_{min} — минимальный обнаруживаемый (пороговый) сигнал;

G_A — коэффициент усиления антенны А;

$\lambda = c/f_0$ — длина волны излучения;

σ_n — эффективная площадь рассеяний n -й цели;

$$U_{\text{отр}}(\tau_n, k, t) = \begin{cases} 1, & \text{при } kT_{\text{п}} + \tau_n < t < kT_{\text{п}} + t_{\text{и}} + \tau_n \\ 0, & \text{при } kT_{\text{п}} + t_{\text{и}} + \tau_n < t < (k+1)T_{\text{п}} + \tau_n \end{cases} \quad \text{— единичная}$$

функция отраженного сигнала.

На рис. 4в, г представлены временные диаграммы сигналов для случая наличия в поле излучения антенны двух точечных объектов локации ($N = 2$), находящихся соответственно на расстояниях R_1 и R_2 , когда времена запаздывания составляют $\tau_1 = 2R_1/c$ и $\tau_2 = 2R_2/c$.

В результате нелинейного взаимодействия прямых и отраженных колебаний в смесителях СМ-I и СМ-Q происходит преобразование сигналов в область низких частот. При этом на выходах $I(t)$ и $Q(t)$ смесителей преобразованные сигналы $u_{\text{пр}}(t)$ формируются в виде видеоимпульсов. Выражения, полученные для k -го зондирующего радиоимпульса, имеют вид:

$$u_{\text{пр},k}^{(I)}(t) = A_c \sum_{n=1}^N \Gamma_n U_{\text{пр}}(\tau_n, k, t) \cos[(4\pi/\lambda)R_n(t) + \varphi_n] + u_{\text{ш},k}^{(I)}(t) + A_{\text{им}} U_k(t), \quad (5)$$

$$u_{\text{пр},k}^{(Q)}(t) = A_c \sum_{n=1}^N \Gamma_n U_{\text{пр}}(\tau_n, k, t) \sin[(4\pi/\lambda)R_n(t) + \varphi_n] + u_{\text{ш},k}^{(Q)}(t) + A_{\text{им}} U_k(t), \quad (6)$$

где $A_c = k_{\text{пр}} A_0 A_{\text{прм}}/2$ — сомножитель амплитуды выходных сигналов смесителей СМ-I и СМ-Q;

$$U_{\text{пр}}(\tau_n, k, t) = U_{\text{прм}}(k, t) \cdot U_{\text{отр}}(\tau_n, k, t) = \begin{cases} 1, & \text{при } kT_{\text{п}} + \tau < t < kT_{\text{п}} + t_{\text{и}} \\ 0, & \text{при } kT_{\text{п}} < t < kT_{\text{п}} + t_{\text{и}} - \tau \end{cases} \quad \text{—}$$

единичная функция преобразованного сигнала на выходах смесителей СМ-I и СМ-Q;

$R_n(t)$ — функция движения n -й цели в зоне селекции РЛД;

$u_{\text{ш},k}^{(I)}(t), u_{\text{ш},k}^{(Q)}(t)$ — синфазная и ортогональная составляющие собственных шумов смесителей и шумов СВЧ-генератора, преобразованных на выходы смесителей СМ-I и СМ-Q;

$A_{\text{им}} = k_{\text{д}} A_0 A_{\text{прм}} / 2$ — амплитуда импульса, полученного на выходах смесителей СМ-І и СМ-Q в результате детектирования прямого сигнала;

$k_{\text{пр}}$ и $k_{\text{д}}$ — соответственно коэффициенты преобразования и амплитудного детектирования смесителей СМ-І и СМ-Q по напряжению (полагаем, что смесители имеют идентичные параметры).

Отметим, что начальная фаза φ_k в (5), (6) отсутствует, так как при условии $\tau < t_{\text{н}}$ прямое и отраженное излучения в пределах k -го радиоимпульса являются когерентными и фаза φ_k в преобразованном сигнале вычитается.

Первые слагаемые в (5) и (6), представляющие результат преобразования отраженного сигнала в смесителях СМ-І и СМ-Q, содержат информацию о дальности до объектов локации и скорости их движения. При этом для реально существующих скоростей движения объектов локации справедливо условие, что за время $t_{\text{н}}$ действия зондирующего радиоимпульса расстояние между антенной и объектами локации практически не изменится. Тогда, согласно (5) и (6), полученные видеоимпульсы на выходах $I(t)$ и $Q(t)$ квадратурного смесителя остаются в течение действия этих радиоимпульсов практически постоянными. Поэтому выглядят они в форме ступенчатых функций времени, при этом «высота» ступенек пропорциональна уровню отраженного сигнала, а знак (вверх или вниз) их зависит от текущей разности фаз излученного передатчиком ДППМ и отраженного от объекта локации колебаний (рис. 4*д*). При относительном перемещении объекта локации мгновенные изменения высоты ступенек происходят с доплеровской частотой [4]. При этом формирование изменений, обусловленных действием отраженного излучения от следующего объекта локации, происходят с момента времени τ_2 также до окончания радиоимпульса $t_{\text{н}}$. Отсюда следует, что в рассматриваемом устройстве происходит аддитивное сложение радиоимпульсов сигналов. Вторые слагаемые $u_{\text{ш},k}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{ш},k}^{(Q)}(t)$ в (5) и (6) отображают результат преобразования собственных шумов смесителей СМ-І и СМ-Q и шумов СВЧ-генератора. Присутствие этих шумов выражается в шумовой модуляции высоты видеоимпульсов $I(t)$ и $Q(t)$ на выходах смесителей СМ-І и СМ-Q. При этом необходимо отметить, что шумовые составляющие $u_{\text{ш},k}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{ш},k}^{(Q)}(t)$ на выходах смесителей СМ-І и СМ-Q представляют собой независимые стационарные нормальные процессы с нулевым средним значением. Взаимная корреляция этих составляющих отсутствует.

Третьи слагаемые в (5) и (6) обусловлены детектированием прямого сигнала СВЧ-генератора, воздействующего на входы смесителей СМ-І и СМ-Q. Поэтому формируемые на выходах смесителей СМ-І и СМ-Q видеоимпульсы, полученные в результате приема

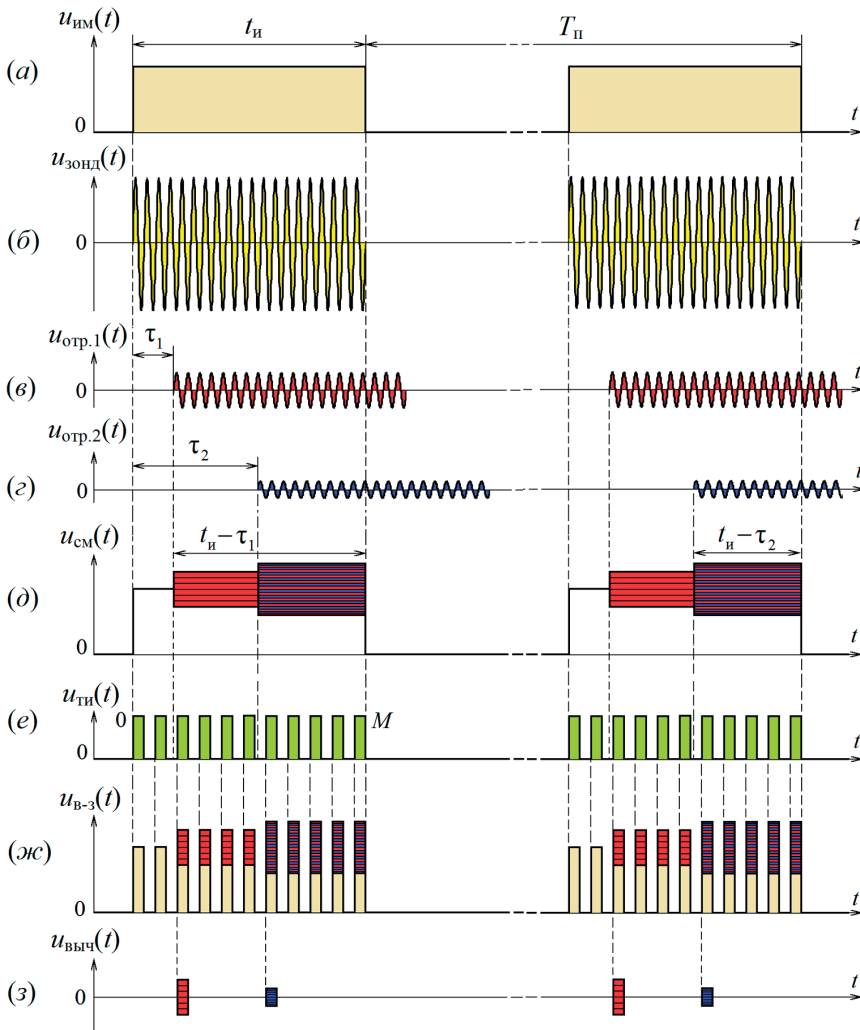


Рис. 4. Временные диаграммы работы РЛД с внутриимпульсным приемом и обработкой сигналов

Fig. 4. Time diagrams of the RPS operation with intra-pulse reception and signal processing

отраженных радиосигналов, располагаются на некотором «паразитном» пьедестале.

При реализации РЛД с автодинным ДППИМ (рис. 2б) с приходом импульса запуска передатчика происходит возбуждение СВЧ-колебаний в автогенераторе АГ. Формируемые в АГ зондирующие радиоимпульсы $u_{\text{зонд}}(t)$ (рис. 4б), пройдя через проходные смесители СМ-І и СМ-Q, разнесенные в передающей линии на нечетное число $1/8$ длины волны, излучаются через антенну в контр-

олируемое пространство. Выражение для зондирующего сигнала $u_{\text{зонд}}(t)$ с прямоугольной огибающей $U_{\text{зонд}}(k, t)$ в общем виде записано в виде (1).

В случае наличия в поле излучения антенны N точечных объектов локации отраженные от них радиосигналы принимаются антенной и направляются передающей линией через проходные смесители СМ-Q и СМ-I в автогенератор АГ (рис. 2б). В этой линии прямой (зондирующий) и отраженный радиосигналы вызывают интерференцию волн. Фазовые соотношения этих волн таковы, что в смесителях СМ-I и СМ-Q происходит преобразование сигналов в область низких частот и на их выходах наблюдается формирование квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ соответственно [25]. Выражения, описывающие процесс формирования этих сигналов, имеют вид (5) и (6).

С выходов смесителей СМ-I и СМ-Q (рис. 1) видеоимпульсы далее поступают соответственно на сигнальные входы АЦП-1 и АЦП-2, где выполняется сначала операция дискретизации сигналов (5) и (6) по времени. Во время действия тактовых импульсов $u_{\text{ти}}(t)$ (см. диаграмму e на рис. 4) в АЦП-1 и АЦП-2 происходит выборка и запоминание мгновенных значений сигналов (5) и (6) в виде импульсов, амплитуда которых равна мгновенным значениям этих сигналов (см. диаграмму $ж$ на рис. 4). Уровни этих импульсов далее в АЦП-1 и АЦП-2 преобразуются в цифровые значения, которые в виде параллельного кода поступают в ОЗУ ПЛИС в качестве массива данных, полученных для принятого сигнала от k -го зондирующего радиоимпульса:

$$\bar{u}_{\text{пр.}km}^{(I)} = \left[u_{\text{пр.}k0}^{(I)} u_{\text{пр.}k1}^{(I)} u_{\text{пр.}k2}^{(I)} \dots u_{\text{пр.}kM}^{(I)} \right], \quad (7)$$

$$\bar{u}_{\text{пр.}km}^{(Q)} = \left[u_{\text{пр.}k0}^{(Q)} u_{\text{пр.}k1}^{(Q)} u_{\text{пр.}k2}^{(Q)} \dots u_{\text{пр.}kM}^{(Q)} \right], \quad (8)$$

где $u_{\text{пр.}km}^{(I)} = u_{\text{пр.}k}^{(I)}(t)_{t=mT_{\text{ти}}}$, $u_{\text{пр.}km}^{(Q)} = u_{\text{пр.}k}^{(Q)}(t)_{t=mT_{\text{ти}}}$ — цифровые отсчеты мгновенных значений принятого сигнала от k -го зондирующего радиоимпульса, полученные для m -го тактового импульса (здесь $m = 0, 1, 2, \dots, M$).

Последовательности оцифрованных для каждого k -го видеоимпульса мгновенных значений $u_{\text{пр.}km}^{(I)}$ и $u_{\text{пр.}km}^{(Q)}$ соответственно, полученных в моменты времени $t = mT_{\text{ти}}$, поступают далее в АЛУ ПЛИС, где в соответствии с программой, заложенной в ПЗУ ПЛИС, выполняется операция вычитания, при которой из текущих значений отсчетов, начиная с $m = 1$, вычитаются значения предыдущих отсчетов:

$$x_{km} = \left(u_{\text{пр.}km}^{(I)} - u_{\text{пр.}k(m-1)}^{(I)} \right), \quad (9)$$

$$y_{km} = (u_{\text{пр.}km}^{(Q)} - u_{\text{пр.}k(m-1)}^{(Q)}). \quad (10)$$

Полученный в результате вычитания (9) и (10) массив данных x_{km} и y_{km} поступают в ОЗУ ПЛИС:

$$\bar{x}_{km} = [x_{k1} \ x_{k2} \ x_{k3} \ \dots \ x_{kM}], \quad (11)$$

$$\bar{y}_{km} = [y_{k1} \ y_{k2} \ y_{k3} \ \dots \ y_{kM}], \quad (12)$$

где x_{km} , y_{km} — цифровые отсчеты мгновенных значений разностей из (9) и (10) для k -го зондирующего радиоимпульса, полученные для m -го тактового импульса (здесь $m = 1, 2, \dots, M$).

В результате выполнения операции вычитания в полученных значениях x_{km} , и y_{km} происходит отделение полезного сигнала от паразитного пьедестала, обусловленного детектированием прямого сигнала СВЧ-генератора смесителями СМ-І и СМ-Q, а также разделение аддитивного наложения сигналов предыдущих элементов $m-1$ разрешения целей на последующие элементы m . На примере наличия в зоне селекции двух целей на диаграмме з рис. 4 показано формирование разностных сигналов, которые находятся в различных ячейках памяти ОЗУ ПЛИС. При этом шумовые составляющие $u_{\text{ш.}k}^{(I)}(t)$ и $u_{\text{ш.}k}^{(Q)}(t)$ на выходах смесителей СМ-І и СМ-Q в результате дискретизации и оцифровки мгновенных значений отсчетов вследствие эргодичности процессов в среднем по реализациям k и отсчетам m сохраняют свое среднеквадратическое значение уровня шума $\sigma_{\text{ш}}$. Значение уровня шума $\sigma_{\text{ш}}$ может быть рассчитано или измерено экспериментально и учтено в программе работы БОС.

После этого в АЛУ ПЛИС вычисляются и заносятся в память ОЗУ ЦСП значения относительной амплитуды A_{km} и фазы Φ_{km} сигнала, рассчитанные по формулам:

$$A_{km} = \sqrt{(x_{km})^2 + (y_{km})^2}, \quad \Phi_{km} = \arctg \frac{y_{km}}{x_{km}}. \quad (13)$$

Далее с полученными значениями амплитуды A_{km} для каждого отсчета k -го зондирующего радиоимпульса в АЛУ ПЛИС выполняется их нормировка относительно среднеквадратического значения уровня шума $\sigma_{\text{ш}}$: $q_{km} = A_{km}/\sigma_{\text{ш}}$, что эквивалентно определению отношения сигнал-шум в каждом элементе разрешения по дальности. Согласно программе, заложенной в ПЗУ ЦСП, вычислительным ядром ЦСП выполняется перебор и анализ значений q_{km} . В ходе этих операций по величине превышения выбранного заранее порогового значения отношения сигнал-шум $q_{\text{пор}}$ определяется наличие (обнаружение) целей в зоне селекции РЛД. Полученный в результате анализа значений сигнал-шум

q_{km} массив данных $A_{km}^{(n)}$ и $\Phi_{km}^{(n)}$ обнаруженных целей поступает в ОЗУ ПЛИС:

$$A_{km}^{(n)} = [A_{km}^{(1)} A_{km}^{(2)} A_{km}^{(3)} \dots A_{km}^{(N)}], \quad (14)$$

$$\Phi_{km}^{(n)} = [\Phi_{km}^{(1)} \Phi_{km}^{(2)} \Phi_{km}^{(3)} \dots \Phi_{km}^{(N)}], \quad (15)$$

где $A_{km}^{(n)}$, $\Phi_{km}^{(n)}$ — цифровые отсчеты значений относительной амплитуды и фазы из (13) для k -го зондирующего радиоимпульса и m -го тактового импульса (здесь $m=1, 2, \dots, M$), полученные для n -ой обнаруженной цели в зоне селекции (здесь $n=1, 2, \dots, N$ — порядковый номер цели, считая от РЛД, причем $N \leq M$).

Для полученных значений m , при которых обнаружены объекты локации, вычислительным ядром ЦСП БОС выполняется расчет текущего расстояния $R_k^{(n)}$ до n -й цели в зоне селекции по формуле:

$$R_k^{(n)} = \frac{mt_n c}{2M}, \quad (16)$$

где m — порядковый номер отсчета, соответствующий n -й цели в зоне селекции; t_n — длительность радиоимпульса; M — число отсчетов за время t_n .

Результаты вычислений $R_k^{(n)}$, согласно (16), для каждой реализации k через шинный приемопередатчик ПП-1 ЦСП передаются по шине ШВД конечному потребителю:

$$\vec{R}_k^{(n)} = [R_k^{(1)} R_k^{(2)} R_k^{(3)} \dots R_k^{(N)}]. \quad (17)$$

В блоке отработки сигналов (БОС) вычислительным ядром ЦСП к совокупности хранящихся в ОЗУ ЦСП значений амплитуд $A_{km}^{(n)}$ и фаз $\Phi_{km}^{(n)}$ сигналов n -й цели последовательно применяются операции «сшивания» и «сглаживания». Первая операция обеспечивает непрерывность вращения вектора $\vec{A}_{km}^{(n)} = A_{km}^{(n)} \exp j(\Phi_{km}^{(n)})$ (без скачков) на комплексной плоскости при изменении k в процессе перемещения целей (здесь j — мнимая единица) [31]. Для этого сначала разрешается неопределенность значений фаз $\Phi_{km}^{(n)}$, полученных вычислением арктангенса в (13), ограниченного диапазоном однозначного определения фазовых углов $\pm\pi/2$. Цель этой операции достигается учетом в значениях $\Phi_{km}^{(n)}$ перехода фазы из одной полуплоскости в другую на краях границ однозначности. Для этого, продифференцировав полную фазу $\Phi_{km}^{(n)}$, получим выражение для мгновенной частоты $\Omega_{km}^{(n)}(t)$ доплеровского сигнала n -й цели:

$$\Omega_{km}^{(n)}(t) = \frac{d\Phi_{km}^{(n)}}{dt} = \frac{d}{dt} \operatorname{arctg} \frac{y_{km}}{x_{km}^{(T)}} = \frac{y'_{km} x_{km} - y_{km} x'_{km}}{(x_{km})^2 + (y_{km})^2}, \quad (18)$$

где x'_{km} и y'_{km} — производные по времени от x_{km} и y_{km} в каналах $I(t)$, $Q(t)$, соответственно, значения которых определяются методом конечных разностей, беря соседние значения переменных, например, при k и $k - 1$.

По полученным согласно (18) результатам расчета доплеровской частоты $\Omega_{km}^{(n)}(t)$ вычислительным ядром ЦСП определяется относительная скорость движения n -й цели по следующей формуле:

$$V_{km}^{(n)}(t) = \frac{c}{2\omega_0} \Omega_{km}^{(n)}(t). \quad (19)$$

К результатам вычисления скорости $V_{km}^{(n)}(t)$ n -й цели согласно (19) вычислительным ядром ЦСП последовательно при изменении k применяется операция «сглаживания», которая выступает в качестве фильтра нижних частот «зашумленных» данных. Эта операция выполняется вычислительным ядром ЦСП БОС, например применением операции «скользящее среднее» или алгоритма фильтрации Калмана [32]. Сглаженные данные текущей скорости $\hat{V}_{km}^{(n)}(t)$ нового массива через шинный приемопередатчик ПП-1 ЦСП передаются по шине ШВД конечному потребителю.

Зависимость полной фазы $\Phi_{km}^{(n)}$ от времени определяется вычислительным ядром ЦСП через решение дифференциального уравнения $d\Phi_{km}^{(n)} / dt = \Omega_{km}^{(n)}(t)$ численными методами, например, как отмечалось выше, методом конечных разностей, беря соседние значения переменных при k и $k - 1$. При этом предыдущее решение дифференциального уравнения для каждой n -й цели является постоянной интегрирования последующего решения. Последовательное решение этого уравнения приводит к «сшиванию» отдельных фаз $\Phi_{km}^{(n)}$ и получению закономерности изменения полной фазы $\Phi^{(n)}(t)$ во времени, что позволяет определить искомую функцию, которая описывает закон движения n -й цели:

$$R^{(n)}(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \Phi^{(n)}(t). \quad (20)$$

Результаты вычисления функции закона движения $R^{(n)}(t)$ n -й цели для снижения влияния шумов и дискретизации в процессе реализации последовательности зондирующих радиоимпульсов вычислительным ядром ЦСП БОС сглаживаются, например применением операции «скользящее среднее» или алгоритма фильтрации Калмана.

Текущие данные $\hat{R}^{(n)}$ о перемещении n -й цели после сглаживания через шинный приемопередатчик ПП-1 ЦСП с заданным темпом передаются по шине ШОД на персональный компьютер, используемый в качестве системы отображения радиолокацион-

ной информации, и по шине ШВД — конечному потребителю. Последующий анализ полученной функции $\hat{R}^{(n)}$ позволяет определить величину перемещения цели, амплитуду, частоту и характер вибраций поверхности объекта локации, а также скорость и его иные параметры и характеристики.

Для исключения из спектра принятого сигнала компонент, связанных с наличием отражений от ближних объектов, информация от которых не представляет интереса, применяется предварительная фильтрация. Она реализована применением «скользящего среднего» к исходному сигналу, которое выступает в качестве фильтра нижних частот. После выделения сигнала низкочастотная составляющая вычитается из исходного сигнала, и на выходе фильтра остается только высокочастотная составляющая, которая содержит информацию об отражениях из заданного диапазона дальностей.

Реализация метода формирования и обработки сигналов

Предлагаемый способ был реализован в виде действующего макета РЛД 8-мм диапазона, выполненного по автодинной схеме на основе СВЧ-генератора на диоде Ганна и квадратурного смесителя на диодах с барьером Шоттки. Рупорно-линзовая антенна с автодинным модулем и печатная плата формирования сигналов управления частотой излучения и обработки доплеровских сигналов помещались 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. Центральный сигнальный процессор, выполняющий функции обработки автодинных сигналов, реализован на основе цифрового сигнального процессора TMS320F2808 фирмы Texas Instrument.

При длительности зондирующих радиоимпульсов $t_{\text{и}} = 100$ нс дальность до границы зоны селекции составила 15 м. Число отсчетов за время излучения радиоимпульса $M = 100$ (частота тактовых импульсов $F_{\text{такт}} = 1,0$ ГГц). При этом разрешающая способность РЛД по дальности составила $\Delta r = 0,15$ м. Частота повторения радиоимпульсов выбрана $F_{\text{повт}} = 1$ МГц. Потенциал РЛД в полосе доплеровских частот 0,05...20 кГц получен равным в диапазоне 95...100 дБ. Моделирующие испытания, проведенные на открытой площадке с уголковыми отражателями, подтвердили возможность обнаружения и определения параметров движения нескольких целей, находящихся в зоне селекции. Результаты лабораторных исследований образца РЛД подтвердили возможность восстановления сложного закона перемещения цели со-

гласно предложенному способу обработки радиолокационных сигналов.

Опытный образец РЛД крепился на капот легкового автомобиля. Его диаграмма направленности антенны была ориентирована по ходу автомобиля. В качестве цели использовался уголко-вый отражатель с эффективной площадью рассеяния (ЭПР) около 100 м^2 . Рядом с первым уголковым отражателем на расстоянии $0,3 \text{ м}$ был установлен второй уголко-вый отражатель, имеющий ЭПР порядка 10 м^2 . Результаты испытаний с перемещениями автомобиля подтвердили возможность отдельного обнаружения уголко-вых отражателей, определение расстояния до них, скорости и направления движения автомобиля, а также работоспособность РЛД в условиях воздействия пассивных помех от расположенных вблизи антенны посторонних объектов.

Заключение

Как показано выше, разрешающая способность РЛД определяется частотой дискретизации квадратурных сигналов, поэтому в качестве АЦП-1 и АЦП-2 в предлагаемом РЛД предпочтительно использование микросхем быстродействующих АЦП [33; 34]. Например, микросхема AD9689 фирмы «Analog Devices» представляет собой двойной 14-разрядный АЦП с интерфейсом JESD204B, быстродействием $2,6 \text{ Гбайт/с}$ (см. сайт: <https://www.analog.com/ru/products/ad9689.html#product-overview>). Этот АЦП способен выполнять прямую выборку аналоговых сигналов с шириной полосы пропускания по уровню минус 3 дБ до 9 ГГц . Аналогичные по параметрам АЦП типа DAC38RF82 и DAC38RF89 выпускаются фирмой Texas Instruments.

При реализации БОС также желательно применение быстродействующих микросхем ПЛИС и/или цифровых сигнальных процессоров (ЦСП). Современные ПЛИС, например фирмы Agere Systems, обеспечивают скорость передач до 10 Гбит/с ; фирмы Cypress Semiconductor — до 12 Гбит/с ; биполярные ПЛИС серии SH100K фирмы Infineon работают на тактовой частоте до 5 ГГц [33], а ПЛИС семейства UltraScale имеют быстродействие до $32,75 \text{ Гбит/с}$ [34]. Быстродействие ЦСП несколько ниже, чем у устройств на ПЛИС. Однако новые технические решения, основанные на радиофотонной технологии, позволяют расширить частотный диапазон ЦСП до 5 ГГц [35]. Из результатов выполненного анализа технического состояния средств цифровой обработки сигналов следует, что на сегодня предпочтительным вариантом выполнения БОС является использование преимущества ПЛИС по быстродействию при первичной обработке сигналов

и достоинств ЦСП по возможностям выполнения сложных операций с сигналами при их окончательной обработке.

Таким образом, предложенные способ обработки радиолокационных сигналов и устройство для его реализации имеют перспективу значительного повышения разрешающей способности СБРЛ по дальности при обнаружении множества целей в зоне селекции, определении расстояния до них и скорости движения, а также параметров вибраций и сложных законов перемещения объекта локации.

Список литературы

1. Сколник М.И. (ред.) *Справочник по радиолокации*. В 2 кн. М.: Техносфера; 2014. Кн. 2. 680 с.

2. Коган И. М. *Ближняя радиолокация (теоретические основы)*. М.: Советское радио; 1973. 272 с.

3. Носков В. Я. Автодинный измеритель параметров движения отцепов на сортировочной горке. В: *Применение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов*. Харьков: ИРЭ АН Украины; 1992. С. 66–74.

4. Носков В.Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*, 2009;6:3–51.

5. Закарлюк Н.М., Носков В. Я. Принцип действия и основные возможности автодинного радиоимпульсного дальномера. В: *Радиовысотометрия — 2010: Сб. тр. 3-й Всерос. науч.-техн. конф. Каменск-Уральский, 19–21 октября 2010 г.* Екатеринбург: ООО «Форт Диалог-Исеть»; 2010. С. 134–138.

6. Носков В.Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстро движущихся целей. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;12:16–22. DOI: 10.18127/j20700784-201912-03

7. Kuck J.H., inventor; The United States of America as represented by the Secretary of the Navy, assignee. *Pulse Doppler-radio proximity fuze*. US Patent No US4194203. 1980 March 18.

8. Calvin N.M., inventor. *Microwave proximity sensor*. US Patent No US4313118. 1982 Jun. 26.

9. Siebeneck J., Feddern U., inventors; U. S. Philips Corporation, assignee. *Pulsed Doppler radar system*. US Patent No US4310842. 1982 Jan. 12.

10. Gray K. W., inventor; National Research Development Corporation, assignee. *Miniature Doppler radar systems and microwave receivers suitable therefore*. US Patent No US4131889. 1978 Dec. 26.

11. Носков В.Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016;3:32–86.
12. Cheal J., Fitzsimmons J. R., Foley E. J., inventors; Southwest Microwave, Inc., assignee. *Intrusion detection radar system with amplitude and frequency carrier modulation to eliminate targets at short and long ranges*. US Patent No US4697184. 1987 Sep. 29.
13. Harman R. K., inventor; Southwest Microwave, Inc., assignee. *Intrusion detection radar system*. US Patent No US6677887B2. 2004 Jan. 13.
14. McEwan Th. E., inventor; he Regents of the University of California, assignee. *Range-gated field disturbance sensor with range-sensitivity compensation*. US Patent No US5521600. 1996 May 28.
15. McEwan Th. E., inventor; The Regents of the University of California, assignee. *Pulse homodyne field disturbance sensor*. US Patent No US5682164. 1997 Oct. 28.
16. McEwan Th. E., inventor. *Differential pulse radar motion sensor*. US Patent No US5966090A. 1999 Oct. 12.
17. McEwan Th. E., inventor. *Pulsed RF oscillator and radar motion sensor*. US Patent No US5986600. 1999 Nov. 16.
18. McEwan Th. E., inventor; McEwan Technologies, LLC, assignee. *Homodyne swept-range radar*. US Patent No US6414627. 2002 Jul. 02.
19. McEwan Th. E., inventor; McEwan Technologies, LLC, assignee. *Modulated pulse Doppler sensor*. US Patent No US6426716B1. 2002 Jul. 30.
20. Gershberg D. N., Lee A. Y., Jr., Moore W. B., inventors; E-Systems, Inc., assignee. *Ranging quadrature Doppler microwave intrusion alarm system*. US Patent No US4286260. 1981 Aug. 25.
21. Rittenbach O., inventor; The United States of America as represented by the Secretary of the Army, assignee. *Doppler radar sets with target direction sensing capability*. US Patent No US4499467. 1985 Feb. 12.
22. McEwan Th. E., inventor; McEwan Technologies, LLC, assignee. *SSB pulse Doppler sensor and active reflector system*. US Patent No US6492933B1. 2002 Dec. 10.
23. Финкельштейн М. И. *Основы радиолокации*. М.: Радио и связь; 1983. 536 с.
24. Носков В.Я., Галеев Р. Г., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К.Д.; АО “НПП “Радиосвязь”. *Способ обработки радиолокационных сигналов для обнаружения целей и измерения их параметров движения в зоне селекции и радиолокационный датчик его реализующий*. Патент RU2783402C1. Заявл. 27.10.2021; Опубл. 14.11.2022, бюл. 32.

25. Носков В.Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Сигналы автодинных модулей с внешним детектированием. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):20–40. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.002

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

27. Носков В.Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Двухдиодный автодин в системах радиоволнового контроля динамических процессов. *Датчики и системы*. 2016;6:31–37.

28. Носков В.Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Автодинный эффект системы двух взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи. *Радиотехника и электроника*. 2018;63(2):200–208. DOI: 10.7868/S0033849418020122

29. Носков В.Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 8. Автодины со стабилизацией частоты внешним высокодобротным резонатором. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2013;12:3–42.

30. *Семейство микроконтроллеров MSP430X1XX: Руководство пользователя*. [Пер. с англ.] М.: ЗАО Компэл; 2004. 368 с.

31. Nguyen C., Kim S. *Theory, analysis and design of RF interferometric sensors*. New York, Dordrecht, Heidelberg, London: Springer; 2012. 74 p.

32. Schadt F., Mohr F., Holzer M. Application of Kalman filters as a tool for phase and frequency demodulation of IQ signals. *Proceedings 2008 IEEE Region 8 international conference on computational technologies in electrical and electronics engineering «SIBIRCON 2008»*. Novosibirsk Scientific Centre, Novosibirsk, Russia. 21–25 July 2008. P. 421–424.

33. Грушвицкий Р.И., Мурсаев А. Х., Угрюмов Е. П. *Проектирование систем на микросхемах программируемой логики*. СПб.: БХВ-Петербург; 2002. 606 с.

34. Гузик В.Ф., Каляев И. А., Левин И. И. *Реконфигурируемые вычислительные системы*. Ростов-на-Дону: Издательство Южного федерального университета; 2016. 474 с.

35. Konatham S.R., Maram R., Cortés L. R., et al. Ultra-High-Speed Time-Frequency Signal Processing. *Optics & Photonics News*. December 2020;31(12):37.

References

1. Skolnik M.I. (ed.) *Spravochnik po radiolokatsii [Radar handbook]*. In 2 books. Moscow: Tekhnosfera; 2014. Book 2. 680 p. (in Russ.)

2. Kogan I. M. *Blizhnyaya radiolokatsiya (teoreticheskie osnovy) [Short-range radar (theoretical foundations)]*. Moscow: Sovetskoe radio; 1973. 272 p. (in Russ.)

3. Noskov V. Ya. Avtodinnyi izmeritel' parametrov dvizheniya ottseпов na sortirovochnoi gorke [Autodyne meter of the parameters of the movement of the uncouples on the sorting slide]. In: *Primenenie radiovoln millimetrovogo i submillimetrovogo diapazonov [The use of millimeter and submillimeter radio waves]*. Kharkiv: IRE AN Ukrainy; 1992. pp. 66–74. (in Russ.)

4. Noskov V. Ya., Smolsky S. M. Modern hybrid-integral autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 6. Studies of radio-pulse autodynes. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2009;(6):3–51. (in Russ.)

5. Zakarlyuk N. M., Noskov V. Ya. Printsip deistviya i osnovnye vozmozhnosti avtodinnogo radioimpul'snogo dal'nomera [The principle of operation and the main features of the autodyne radio pulse rangefinder]. In: *Radiovysotometriya — 2010 [Radio Altimetry-2010]. Proceedings of the 3rd All — Russian scientific and technical conference. Kamensk-Uralsky, October 19–21, 2010*. Yekaterinburg: ООО «Fort Dialog-Iset'»; 2010. pp. 134–138. (in Russ.)

6. Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A. The principle of building an onboard radar sensor for detecting fast-moving targets. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2019;(12):16–22. (in Russ.) DOI: 10.18127/j20700784-201912-03

7. Kuck J. H., inventor; The United States of America as represented by the Secretary of the Navy, assignee. *Pulse Doppler-radio proximity fuze*. US Patent No US4194203. 1980 March 18.

8. Calvin N. M., inventor. *Microwave proximity sensor*. US Patent No US4313118. 1982 Jun. 26.

9. Siebeneck J., Feddern U., inventors; U. S. Philips Corporation, assignee. *Pulsed Doppler radar system*. US Patent No US4310842. 1982 Jan. 12.

10. Gray K. W., inventor; National Research Development Corporation, assignee. *Miniature Doppler radar systems and microwave receivers suitable therefore*. US Patent No US4131889. 1978 Dec. 26.

11. Noskov V. Ya., Varavin A. V., Vasiliev A. C., Ermak G. P., Zakarlyuk N. M., Ignatkov K. A., Smolsky S. M. Modern hybrid-integral autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 9. Radar application of autodynes. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2016;(3):32–86. (in Russ.)

12. Cheal J., Fitzsimmons J. R., Foley E. J., inventors; Southwest Microwave, Inc., assignee. *Intrusion detection radar system with amplitude and frequency carrier modulation to eliminate targets at short and long ranges*. US Patent No US4697184. 1987 Sep. 29.

13. Harman R. K., inventor; Southwest Microwave, Inc., assignee. *Intrusion detection radar system*. US Patent No US6677887B2. 2004 Jan. 13.

14. McEwan Th. E., inventor; The Regents of the University of California, assignee. *Range-gated field disturbance sensor with range-sensitivity compensation*. US Patent No US5521600. 1996 May 28.

15. McEwan Th. E., inventor; The Regents of the University of California, assignee. *Pulse homodyne field disturbance sensor*. US Patent No US5682164. 1997 Oct. 28.

16. McEwan Th. E., inventor. *Differential pulse radar motion sensor*. US Patent No US5966090A. 1999 Oct. 12.

17. McEwan Th. E., inventor. *Pulsed RF oscillator and radar motion sensor*. US Patent No US5986600. 1999 Nov. 16.

18. McEwan Th. E., inventor; McEwan Technologies, LLC, assignee. *Homodyne swept-range radar*. US Patent No US6414627. 2002 Jul. 02.

19. McEwan Th. E., inventor; McEwan Technologies, LLC, assignee. *Modulated pulse Doppler sensor*. US Patent No US6426716B1. 2002 Jul. 30.

20. Gershberg D. N., Lee A. Y., Jr., Moore W. B., inventors; E-Systems, Inc., assignee. *Ranging quadrature Doppler microwave intrusion alarm system*. US Patent No US4286260. 1981 Aug. 25.

21. Rittenbach O., inventor; The United States of America as represented by the Secretary of the Army, assignee. *Doppler radar sets with target direction sensing capability*. US Patent No US4499467. 1985 Feb. 12.

22. McEwan Th. E., inventor; McEwan Technologies, LLC, assignee. *SSB pulse Doppler sensor and active reflector system*. US Patent No US6492933B1. 2002 Dec. 10.

23. Finkelstein M. I. *Osnovy radiolokatsii [Fundamentals of Radar]*. M.: Radio i svyaz'; 1983. 536 p.

24. Noskov V. Ya., Galeev R. G., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D.; AO "NPP "Radiosvyaz". *Method for processing radar signals for detecting targets and measuring their motion parameters in the selection zone and a radar sensor implementing it*. Patent RU2783402C1. 2022 Nov. 14.

25. Noskov V. Ya., Smolsky S. M., Ignatkov K. A., Chupakhin A. P. Signals of autodyne modules with external detection. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):20–40. (in Russ.) DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.002

26. Noskov V. Ya., Smolsky S. M., Ignatkov K. A., et al. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 11. Fundamentals of the implementation of autodynes. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2019;(2):5–33. (in Russ.) DOI: 10.18127/j20700784-201902-01

27. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupakhin A. P. Application of a double-diode autodyne in radiowave monitoring systems of dynamic processes. *Sensors & Systems*. 2016;(6):31–37. (in Russ.)

28. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupakhin A. P. Autodyne effect of the system involving two mutually synchronized oscillators under strong coupling. *Journal of Communications Technology and Electronics (Radiotekhnika i Elektronika)*. 2018;63(2):180–188. (in Russ.) DOI: 10.1134/S1064226918020080

29. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolsky S. M. Modern hybrid-integral autodyne generators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 8. Autodynes with frequency stabilization by an external high-quality resonator. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2013;(12):3–42. (in Russ.)

30. *The MSP430X1XX family of microcontrollers: User's Guide*. [Trans. from English] M.: ZAO Kompel, 2004. 367 p. (in Russ.)

31. Nguyen C., Kim S. *Theory, analysis and design of RF interferometric sensors*. New York, Dordrecht, Heidelberg, London: Springer; 2012. 74 p.

32. Schadt F., Mohr F., Holzer M. Application of Kalman filters as a tool for phase and frequency demodulation of IQ signals. *Proceedings 2008 IEEE Region 8 international conference on computational technologies in electrical and electronics engineering «SIBIRCON 2008»*. Novosibirsk Scientific Centre, Novosibirsk, Russia. 21–25 July 2008. P. 421–424.

33. Grushvitsky R. I., Mursaev A. X., Ugryumov E. P. *Proektirovanie sistem na mikroskhemakh programmiruemoi logiki [Designing systems on programmable logic chips]*. St. Petersburg: BKhV-Peterburg; 2002. 606 p. (in Russ.)

34. Guzik V. F., Kalyaev I. A., Levin I. I. *Rekonfiguriruemye vychislitel'nye sistemy [Reconfigurable computing systems]*. Rostov-on-Don: Izdatel'stvo Yuzhnogo federal'nogo universiteta; 2016. 474 p. (in Russ.)

35. Konatham S. R., Maram R., Cortés L. R., et al. Ultra-High-Speed Time-Frequency Signal Processing. *Optics & Photonics News*. December 2020;31(12):37.

Информация об авторах

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

Вишняков Даниил Сергеевич, аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Игнатков Кирилл Александрович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, заместитель директо-

ра по науке Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

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.

Information about the authors

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

Daniil Вишняков, Postgraduate student, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radioelectronics and Information Technologies — RTF of the Ural Federal University named after the First President of Russia B. N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russia.

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

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

Поступила / Received: 27.03.2023

Принята в печать / Accepted: 16.05.2023