

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.962.2

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-63-72>

Определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов в РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным излучением с использованием автокорреляционной схемы

Н. В. Соколик✉

Войсковая часть 55060, Москва, Россия

✉ sokolik777@mail.ru

Аннотация

Введение. Аппаратную основу современных систем помощи водителю (ADAS) обычно составляют радиолокационные станции миллиметрового диапазона, характеризующиеся относительно небольшой дальностью действия (единицы–десятки метров). В то же время повышение безопасности движения требует ее увеличения как минимум до нескольких сотен, и одним из путей достижения таких значений является увеличение длины волны зондирующего сигнала, например переход в сантиметровый диапазон длин волн. В статье приведено подробное описание основных этапов работы алгоритма обработки сигнала в макете маломощной радиолокационной станции (РЛС) системы ADAS сантиметрового диапазона, обеспечивающего определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов.

Цель работы. Разработка алгоритма оценки дальности и скорости движения целей в РЛС с широкополосным непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом на базе автокорреляционной схемы в интересах повышения скорости формирования оценок для системы ADAS.

Материалы и методы. Предлагаемый алгоритм базируется на методах первичной и вторичной цифровой обработки радиолокационных сигналов. Для проведения практических исследований использовался макет РЛС сантиметрового диапазона, собранной по автокорреляционной схеме, с широкополосным непрерывным ЛЧМ зондирующим сигналом. Для обработки зарегистрированной выборки отсчетов принятого сигнала применялась среда MatLab.

Результаты. Разработан алгоритм, обеспечивающий определение скорости и дальности быстро движущихся объектов в условиях, когда их перемещение за интервал оценивания существенно превышает разрешение РЛС по дальности. Использование упрощенной калмановской фильтрации для межпериодной вторичной обработки сигнала позволило существенно повысить устойчивость работы алгоритма. В ходе натурного эксперимента с использованием макета маломощной РЛС с непрерывным излучением сантиметрового диапазона показано, что устойчивая оценка скорости движения и дальности реального автомобиля обеспечивается на расстоянии как минимум порядка одного километра.

Заключение. Результаты проведенного натурного эксперимента позволили сделать вывод о высокой робастности предложенного алгоритма даже при отсутствии межпериодной вторичной обработки. Ее использование позволяет еще больше повысить устойчивость работы алгоритма при практически полном отсутствии дополнительных вычислительных затрат, так как близкий к линейному характер динамики объекта наблюдения и автомобиля-носителя РЛС позволяет полагать достаточным использование упрощенной реализации фильтра Калмана в форме α - β -алгоритма.

Ключевые слова: ADAS, радиолокационная система, непрерывный линейно-частотно-модулированный сигнал, алгоритм обработки сигналов, автокорреляционная схема

Для цитирования: Соколик Н. В. Определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов в РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным излучением с использованием автокорреляционной схемы // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 63–72. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-63-72

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 31.01.2020; принята к публикации после рецензирования 19.03.2020; опубликована онлайн 29.04.2020

© Соколик Н. В., 2020

63



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Determination of Fast-Moving Object's Speed and Range with Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar Using Autocorrelation Scheme

Natal'ya V. Sokolik✉

Military unit 55060, Moscow, Russia

✉ sokolik777@mail.ru

Abstract

Introduction. A hardware basis of modern Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) consists of millimeter-range radars, characterized by a relatively short range (meters – tens of meters). At the same time, improving of traffic safety requires to increase the range at least to several hundred meters. The one way to achieve such values is to increase wavelength of a probing signal, to use the centimeter range of wavelengths, for example. The paper represents a detailed description of main steps of signal processing algorithm in the model of the ADAS low-power centimeter range radar, which provides fast-moving objects speed and range definition.

Aim. Development of an algorithm for estimating the range and the speed of targets by an autocorrelation radar with a wide-band continuous linear frequency modulation (linear FM) signal in order to increase the rate of the ADAS system estimates formation.

Materials and methods. The proposed algorithm is based on the methods of primary and secondary digital processing of radar signals. The model of a centimeter-range autocorrelation radar with a broadband continuous linear FM probing signal was used for practical researches. MATLAB software was used to process the received signal samples.

Results. The algorithm has been developed to determine the speed and the range of fast-moving objects in conditions when their movement during the evaluation interval significantly exceeds the radar range resolution. The use of simplified Kalman filtering for inter-period secondary signal processing allowed to increase significantly the stability of the algorithm. In a full-scale experiment using the low-power radar model with continuous radiation of the centimeter range, it was shown that a stable assessment of a real car speed and range was provided at a distance of at least about one kilometer.

Conclusion. The results of the field experiment make it possible to draw conclusions that the proposed algorithm is highly robust even in the absence of inter-period secondary processing. Its usage allows one to improve the stability of the algorithm without considerable additional computational costs. It is possible because near-linear dynamics of the observation object and of the radar carrier makes it sufficient to use a simplified implementation of Kalman filter in the form α - β -algorithm.

Keywords: ADAS, Radar System, Linear Frequency Modulation Continuous Wave Signal, Signals Processing Algorithm, Autocorrelation Circuit

For citation: Sokolik N. V. Determination of Fast-Moving Objects' Speed and Range with Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar Using Autocorrelation Scheme. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 63–72. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-63-72

Conflict of interest. Author declares no conflict of interest.

Submitted 31.01.2020; accepted 19.03.2020; published online 29.04.2020

Введение. По данным "Доклада о безопасности дорожного движения" ("Global Status Report on Road Safety") [1], выпускаемого Всемирной организацией здравоохранения, статистика смертности в результате дорожно-транспортных происшествий (ДТП) за 2018 г. в России составила 18 человек на 100 тысяч населения, тогда как для

экономически развитых стран Евросоюза смертность в результате ДТП значительно ниже. К примеру, во Франции этот показатель составляет 5.5, в Германии – 4.1, в Швеции – 2.8. Одной из основных причин ДТП является нарушение правил дорожного движения, а также недостаточная квалификация водителей.

Европейский опыт показывает, что эффективным средством повышения безопасности дорожного движения и снижения влияния человеческого фактора является активное внедрение систем помощи водителю ADAS (Advanced Driver Assistance System). Если раньше такие системы были доступны лишь на автомобилях премиум-класса, то сегодня внедряются повсеместно. В состав ADAS [2–4] входят системы, способные предупредить опасное сближение с другими участниками дорожного движения, в том числе такими малозаметными, как мотоциклисты, велосипедисты и пешеходы. Это система предупреждения об опасном сближении FCW (Front Collision Warning) и система предупреждения об опасном сближении с пешеходом PCW (Pedestrian Collision Warning).

Функции таких систем реализуются при помощи радиолокационной системы (РЛС), излучение которой, в отличие от оптического излучения, практически не поглощается атмосферой или туманом. Очевидными требованиями к такой РЛС являются качественное обнаружение и оценка параметров движения высокоскоростных объектов при малых массогабаритных характеристиках и низкой мощности потребления от бортовой сети автомобиля. Предлагается использовать РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом [5–8], в значительной мере удовлетворяющие перечисленным требованиям.

Современные РЛС такого типа позволяют относительно просто сформировать непрерывные ЛЧМ-сигналы с шириной спектра до сотен мегагерц и обеспечить их сжатие, достигнув за счет этого улучшения разрешения по дальности до нескольких десятков сантиметров. Это, в свою очередь, позволяет существенно повысить отношение уровня эхосигнала малогабаритного объекта к среднему уровню фоновых отражений. Однако при высокоскоростном сближении (до 100 м/с) время нахождения объекта наблюдения в элементе разрешения по дальности составляет единицы миллисекунд, что существенно затрудняет реализацию когерентного накопления его эхосигнала и, следовательно, повышения качества обнаружения и точности оценки параметров движения.

Как показано в [9], увеличение периода модуляции излучаемого непрерывного ЛЧМ-сигнала (от единиц миллисекунд для типовых современных радаров [10–12] до десятых долей секунды) в сочетании с методами двумерной согласованной фильтрации позволяет провести высокоточную

оценку дальности и параметров движения объектов на дальности в несколько сотен метров даже при незначительной средней мощности излучения (порядка 10 мВт). Однако недостатком способа, описанного в [9], являются высокие требования к производительности устройства обработки сигналов, приводящие к удорожанию системы.

Особенностью ЛЧМ-сигнала является возможность достаточно простого определения скорости изменения его частоты с использованием автокорреляционной схемы [13], что сопряжено с относительно небольшим объемом необходимых вычислений. Учитывая, что движение цели обуславливает появление дополнительной линейной частотной модуляции в ее эхосигнале [9], можно рассматривать автокорреляционную схему как один из вариантов построения устройства для получения оценок скорости и дальности.

Цель статьи. Разработка алгоритма оценки дальности и скорости движения целей в РЛС с широкополосным непрерывным ЛЧМ-сигналом на базе автокорреляционной схемы с целью повышения скорости формирования оценок для системы ADAS.

Работа РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом. Структурная схема РЛС [14] представлена на рис. 1, где ПрУ – приемное устройство; ПдУ – передающее устройство; См – смеситель; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦОС – система цифровой обработки сигнала. Ее функционирование предполагает прием эхосигнала, перемножение в смесителе принятого сигнала с опорным и низкочастотную фильтрацию результата перемножения с последующим аналого-цифровым преобразованием. ЦОС осуществляет процедуру обнаружения и оценки параметров движения объектов в зоне обзора РЛС по полученным на выходе АЦП выборкам цифровых отсчетов демодулированного сигнала.

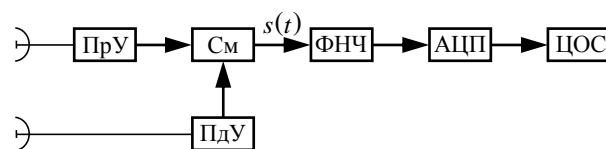


Рис. 1. Структурная схема РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом

Fig. 1. Block diagram of the radar based on linear frequency modulation continuous wave signal

Излучаемый непрерывный ЛЧМ-сигнал в течение отдельного периода модуляции длительностью T описывается выражением [14]

$$s(t) = A \cos\left(2\pi f_0 t + bt^2/2 + \psi_0\right) + \eta(t),$$

где $t \in [0; T]$; A – амплитуда сигнала; f_0 , ψ_0 – его начальные частота и фаза соответственно; $b = 2\pi\Delta f_c/T$ – коэффициент модуляции (скорость изменения частоты модулированного сигнала, где Δf_c – ширина спектра зондирующего сигнала); $\eta(t)$ – реализация шума приемного устройства.

Принятый эхосигнал движущегося объекта после демодуляции и низкочастотной фильтрации описывается выражением

$$s(t) = A \cos\left[2\pi f_0 \tau(t) + b\tau(t)t - b\tau^2(t)/2 + \psi_0\right] + \eta(t), \quad (1)$$

где $\tau(t) = 2R(t)/c$ – время задержки эхосигнала, обусловленное распространением до объекта и обратно ($R(t)$ – закон изменения расстояния между РЛС и объектом; c – скорость света). Слагаемое $b\tau^2(t)/2$ в дальнейшем не учитывается ввиду незначительности его вклада в результирующее значение фазы.

При ширине спектра сигнала в сотни мегагерц объект, движущийся со скоростью v_r , за интервал наблюдения T_H способен переместиться на расстояние, в несколько раз превышающее разрешение по дальности Δr :

$$v_r T_H \gg \Delta r = \frac{c}{2\Delta f_c}. \quad (2)$$

Так как длительность отдельного зондирования обычно не превышает сотен миллисекунд, можно полагать, что объект движется прямолинейно и равномерно ($R(t) = R_0 + v_r t$). Тогда (1) можно переписать в виде

$$s(t) \approx A \cos\left(\theta_0 + \theta_1 t + \theta_2 t^2\right) + \eta(t),$$

где $\theta_0 = (4\pi f_0 R_0)/c + \psi_0$ – неизвестная случайная начальная фаза сигнала, не зависящая от скорости движения объекта; $\theta_1 = (2/c)(2\pi f_0 v_r + bR_0)$ и $\theta_2 = 2bv_r/c$ – фазовые множители, определяемые расстоянием R_0 и радиальной скоростью v_r объекта наблюдения соответственно.

Из оценок фазовых множителей $\hat{\theta}_1$ и $\hat{\theta}_2$ формируются

оценки радиальной скорости:

$$\hat{v}_r = c\hat{\theta}_2/(2b)$$

и дальности:

$$\hat{R}_0 = (c\hat{\theta}_1/2 - 2\pi f_0 \hat{v}_r)/b.$$

При автокорреляционной обработке оценка скорости изменения частоты ЛЧМ-сигнала формируется перемножением принятого сигнала с его задержанной комплексно-сопряженной копией:

$$\begin{aligned} \dot{s}_c(t) &= [\dot{s}(t) + \dot{\eta}(t)] [s^*(t-\tau) + \eta^*(t-\tau)] = \\ &= A^2 \exp\left\{j[(\theta_1 - \theta_2\tau)\tau + 2\theta_2\tau t]\right\} + \\ &+ A \exp\left[j(\theta_0 + \theta_1 t + \theta_2 t^2)\right] \eta^*(t-\tau) + \\ &+ A \exp\left\{-j[\theta_0 + \theta_1(t-\tau) + \theta_2(t-\tau)^2]\right\} \dot{\eta}(t) + \\ &+ \dot{\eta}(t) \eta^*(t-\tau). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $\dot{s}(t) = s(t) + j\text{Hi}\{s(t)\}$; $\dot{\eta}(t) = \eta(t) + j\text{Hi}\{\eta(t)\}$, где $\text{Hi}\{\cdot\}$ – преобразование Гильберта.

На основании (3) формируется оценка квадратичного фазового множителя θ_2 в виде

$$\hat{\theta}_2 = \frac{2}{\tau} \arg \max_{\omega} \left(\int_0^T \dot{s}_c(t) \exp(-j\omega t) dt \right). \quad (4)$$

Практическая реализация процедуры (4) включает формирование комплексного дальностного портрета зоны обзора РЛС с последующим пошаговым выделением участков спектра с дискретно увеличивающимся смещением. Под зоной обзора РЛС здесь понимается сектор с угловым раскрытием $15...20^\circ$, ближней границей от 5 м, дальней – до 800 м. Задаваемая ширина выделяемых участков спектра определяется диапазоном изменения разностной частоты эхосигнала объекта, движущегося с максимальной допустимой скоростью, в течение отдельного периода зондирования. После выделения очередного участка спектра (по сути – полосовой фильтрации) сигнал поступает на вход автокорреляционной схемы, результатом обработки в которой является оценка радиальной скорости наблюдаемых высокоскоростных объектов в соответствии с (3) и (4). Оценка дальности до цели при этом определяется текущим смещением, или, иначе, нижней границей полосы частот выделяемого участка спектра эхосигнала.

Алгоритм обработки сигнала. Первый этап. Регистрация в запоминающем устройстве схемы

ЦОС отсчетов демодулированного сигнала с выхода АЦП в течение интервала наблюдения $T_H \sim 1...2$ с (рис. 2):

$$s(i, n) = s(t_i - nT), \quad (5)$$

где $t_i = i\Delta t = i/F_{\text{АЦП}}$ ($i = \overline{1, N_r}$; $N_r = F_{\text{АЦП}}T$, где $F_{\text{АЦП}} \geq 2f_{\text{НЧ}}$ – частота дискретизации АЦП; $f_{\text{НЧ}} = R_{\text{max}}/C_r$ – частота среза фильтра нижних частот, значение которой определяется исходя из заданной дальней границы зоны обзора R_{max} ; $C_r = cT/(2\Delta f_c)$ – коэффициент пересчета значений разностной частоты в соответствующие значения дальности до цели); $n = \overline{1, N_t}$ ($N_t = \text{int}\{T_H/T\}$ – целое число периодов излучения на интервале наблюдения).

Второй этап. Фильтрация пассивных помех путем режекции нулевых доплеровских составляющих. С этой целью над строками массива отсчетов сигнала (5) выполняется одномерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ), в результате чего формируется комплексный доплеровский портрет зоны мониторинга $\dot{S}_0 = F\{s_0\}$. Частотным компонентам портрета, соответствующим нулевому доплеровскому сдвигу, присваи-

ваются нулевые значения:

$$\dot{S}_f(i, n) = \begin{cases} 0, & n = 0; \\ \dot{S}_0(i, n), & n \neq 0. \end{cases}$$

Обратные ДПФ строк доплеровского портрета $\dot{S} = F^{-1}\{\dot{S}_f\}$ позволяют получить выборки комплексных отсчетов принятого сигнала с подавленными фоновыми шумами.

Третий этап. Формирование комплексного дальностно-временного портрета зоны обзора $\dot{S}_r = F\{\dot{S}\}$ – двумерного массива комплексных отсчетов, столбцы которого представляют собой спектры эхосигналов за период зондирования, причем номера столбцов соответствуют номерам периодов зондирования. Комплексный дальностно-временной портрет (рис. 3) является результатом одномерного ДПФ столбцов массива \dot{S} , полученных после фильтрации выборок сигнала в каждом отдельном периоде зондирования.

Четвертый этап. Выделение эхосигналов наблюдаемых объектов. Процедура осуществляется пошагово. На каждом шаге фильтром со скачкообразно перестраиваемой полосой пропускания выделяется участок спектра разностных частот сигнала, ширина которого (и полоса пропускания фильтра) $\Delta f_r = v_{r\text{max}}T/C_r$ определяется максимально воз-

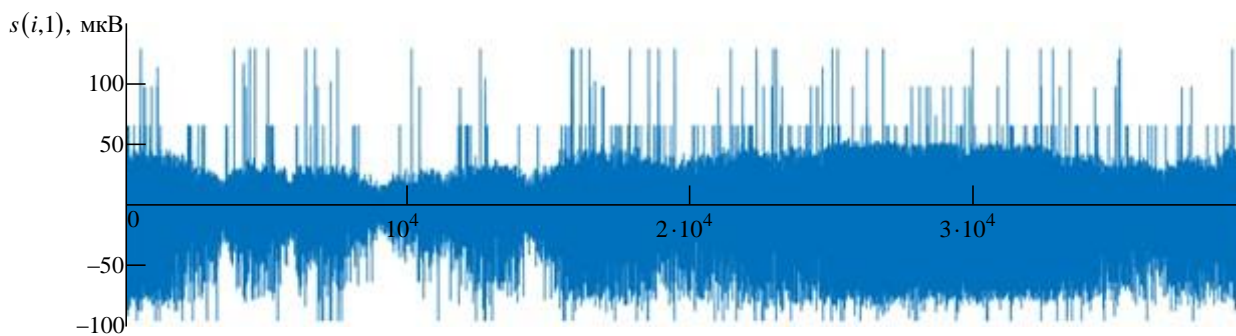


Рис. 2. Выборка отсчетов сигнала на выходе АЦП, зарегистрированного в первом периоде модуляции

Fig. 2. Sampling of the signal at the ADC output registered in the first modulation period

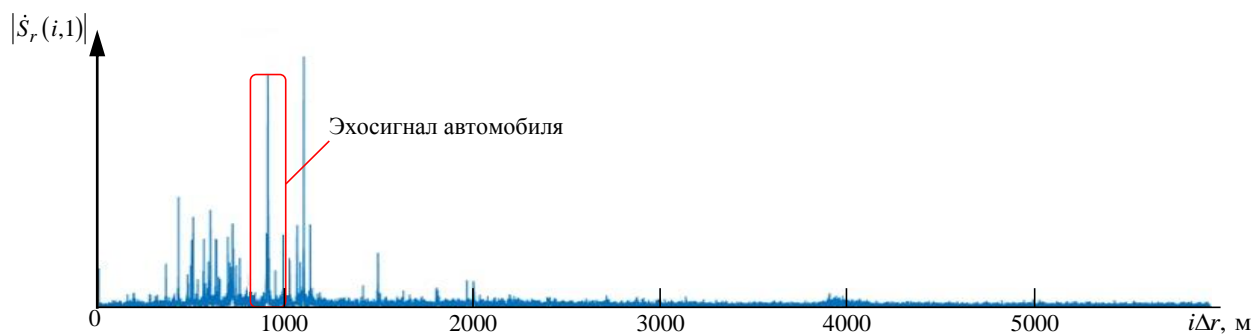


Рис. 3. Дальностный портрет зоны обзора в первом периоде модуляции

Fig. 3. The range image of the scanned area in the first modulation period

можным перемещением наблюдаемого объекта в течение периода зондирования. Нижняя граница полосы пропускания выделяющего фильтра (номер спектральной составляющей) на каждом k -м шаге определяется выражением $n_{r_k} = \text{int}\{k\Delta R/\Delta r\}$, где $k = \overline{1, N_k}$, $N_k = \text{int}\{R_{\text{max}}/\Delta R\}$; $\Delta R \approx (0.01 \dots 0.5)v_{r_{\text{max}}} T$ – шаг определения дальности (задается на этапе определения требований к точности ее оценки). Количество дискретных компонентов частотного спектра, выделяемых фильтром, составляет $M = \text{int}\{\Delta f_r C_r / \Delta r\}$.

Выборка отсчетов отфильтрованного эхосигнала объекта наблюдения, находящегося в диапазоне дальностей $k\Delta R \dots (k+1)\Delta R$, формируется вычислением обратного ДПФ:

$$[\dot{S}_{\text{obj}}]_k = F^{-1}\{[\dot{S}_{r_{\text{obj}}}]_k\},$$

где $[\dot{S}_{r_{\text{obj}}}]_k$ – вектор, включающий M комплексных отсчетов спектра эхосигнала, выделяемых на k -м шаге, причем $\dot{S}_{r_{\text{obj}}}\{m\} = \dot{S}_r\{n_{r_k} + m, n\}$, $m = \overline{1, M}$ (рис. 4).

На каждом k -м шаге выборка отсчетов на выходе умножителя автокорреляционной схемы формируется следующим образом:

- создается комплексно-сопряженная копия выборки отфильтрованного эхосигнала наблюдаемого объекта;
- созданная копия смещается на время τ относительно исходной сдвигом на $n_{\text{obj}} = \text{int}\{\tau/\Delta t\}$ отсчетов вправо;
- исходная и комплексно-сопряженная выборки (рис. 5) поэлементно перемножаются:

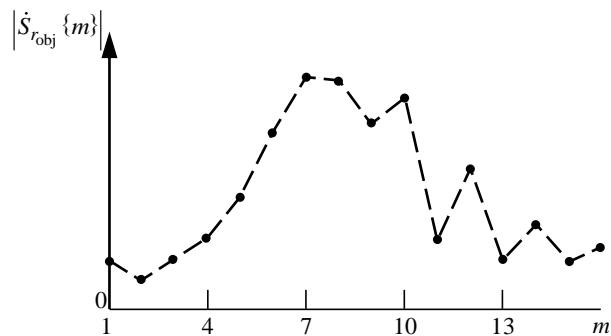


Рис. 4. Фрагмент спектра сигнала, содержащего составляющие эхосигнала автомобиля (см. рис. 3)

Fig. 4. Fragment of the signal spectrum containing the components of the car echo signal (see Fig. 3)

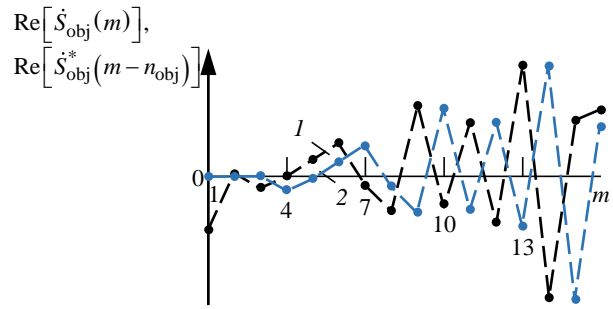


Рис. 5. Отсчеты отфильтрованного эхосигнала автомобиля (1) и его сдвинутой копии (2)

Fig. 5. Sampling of the filtered car echo signal (1) and its shifted copy (2)

$$[\dot{S}_{\text{AC}}]_k = \dot{S}_{\text{AC}}\{m, k\} = \dot{S}_{\text{obj}}\{m\} \times \dot{S}_{\text{obj}}^*\{m - n_{\text{obj}}\}.$$

Пятый этап. Оценка радиальной скорости и дальности до объекта. На пятом этапе последовательно выполняются процедуры: расчета огибающей ДПФ-образа полученной выборки $[\dot{S}_{\text{AC}}]_k$, сравнения значения максимума полученного образа с порогом обнаружения и, если этот порог превышен, оценивания положения максимума частотной выборки (рис. 6). Эта процедура эквивалентна (4) и позволяет произвести оценку, соответственно, радиальной скорости и дальности до объекта как

$$\hat{v}_{r_k} = \frac{M}{N_r} \frac{\Delta r}{2\tau} \arg \max_m \left(\left| F\{[\dot{S}_{\text{AC}}]_k\} \right| \right);$$

$$\hat{R}_{0_k} = k\Delta R - \frac{C_r}{\Delta r} \frac{2\hat{v}_{r_k}}{\lambda},$$

где $\lambda = c/f_0$ – длина волны зондирующего сигнала РЛС. При этом разрешающая способность РЛС по радиальной скорости зависит от периода модуляции сигнала:

$$\Delta v_r = \lambda / (2T). \quad (6)$$

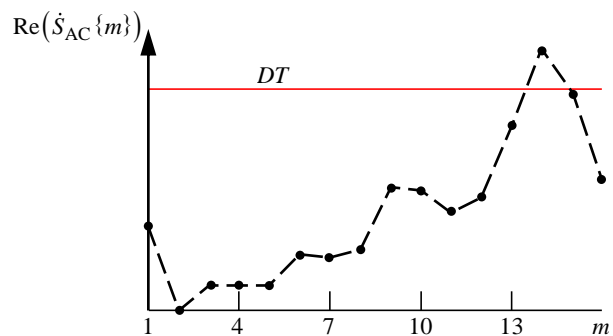


Рис. 6. Выборка отсчетов на выходе умножителя автокорреляционной схемы

Fig. 6. Sampling of the signal at the output of the autocorrelation circuit multiplier

Скорость сближения объекта наблюдения и автомобиля включает скорости движения этих объектов. Поэтому оценка реальной скорости объекта наблюдения может быть рассчитана как разность вектора радиальной скорости объекта и вектора собственной скорости автомобиля, полученной из данных бортового компьютера.

Рассмотренные этапы характеризуют предлагаемый вариант первичной обработки сигналов в рассматриваемой РЛС.

Основной задачей вторичной обработки является селекция истинных объектов на фоне ложных обнаружений. Учитывая, что длительность периода зондирования остается постоянной в течение всего интервала наблюдения, а взаимное сближение (удаление) объектов на автомобильной трассе происходит без скачкообразных изменений скорости, представляется целесообразным применение обычного α - β -фильтра [15, 16].

В этом случае уравнения экстраполяции и оценок параметров движения объекта наблюдения сводятся к системам вида

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_{n+1|n} \\ \hat{v}_{n+1|n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_{n-1|n-1} \\ \hat{v}_{n-1|n-1} \end{bmatrix}$$

и

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_{n|n} \\ \hat{v}_{n|n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\alpha) & (1-\alpha)T \\ -\frac{\beta}{T} & (1-\beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_{n-1|n-1} \\ \hat{v}_{n-1|n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_{0k} \\ \hat{v}_{rk} \end{bmatrix},$$

где индексы $n|n$ и $n-1|n-1$ обозначают истинные значения переменных на n -м и предыдущем шаге фильтрации соответственно; индекс $n+1|n$ – экстраполяцию значения на следующий шаг.

Коэффициенты усиления фильтра не зависят от шумов обзора и могут быть рассчитаны как

$$K_R = \frac{2(2k-1)}{k(k+1)} \text{ и } K_v = \frac{6}{k(k+1)T}$$

для дальности и скорости соответственно.

При проектировании РЛС выбор значений коэффициентов α и β осуществляется исходя из дисперсий оценок дальности и скорости. В рассматриваемом случае, когда флуктуации этих величин являются довольно медленными, значения обоих коэффициентов целесообразно выбирать в диапазоне 0.5...0.8.

Экспериментальные исследования. В целях

проверки работоспособности алгоритма проведен натурный эксперимент с использованием реального автомобиля и РЛС с непрерывным линейно-частотным излучением сантиметрового диапазона (частота $f_0 = 5.5$ ГГц, ширина спектра сигнала $\Delta f = 500$ МГц, период модуляции $T = 0.1$ с) при средней мощности излучения около 10 дБм и с разнесенными приемной и передающей антеннами с коэффициентами усиления 18 дБ. Частота дискретизации АЦП $F_{АЦП} = 400$ Гц, разрядность 8 бит. РЛС в ходе эксперимента не перемещалась.

Так как целью натурального эксперимента с использованием макета РЛС являлась исключительно проверка работоспособности описанного алгоритма первичной обработки, обоснование характеристик РЛС, обеспечивающих достижение задаваемых при ее разработке показателей качества обнаружения, не проводилось.

После вычисления корреляционной суммы выборки сигнала и ее сдвинутой копии, порог обнаружения вычисляется по формуле

$$DT = K_D \sum_{m \in M} A_m / M,$$

где $K_D = \pi \ln(F_D^{-1}) C(F_D, M) / 4$ – постоянная, значение которой выбирается исходя из уровня ложных тревог (F_D^{-1} – заданная вероятность ложной тревоги); $A_m = \sqrt{A_{\text{obj}m}^2 + A_{\text{obj}m-n_{\text{obj}}}^2}$ – зна-

чение амплитуды корреляционной суммы m -го элемента фрагмента спектра сигнала. На рис. 6 приведен результат корреляционного суммирования отсчетов выборки сигнала $\text{Re}(\dot{S}_{\text{obj}}\{m\})$, $m=16$ и его сдвинутой копии $\text{Re}(\dot{S}_{\text{obj}}^*\{m-n_{\text{obj}}\})$, $n_{\text{obj}}=1$ и его сравнение с установленным порогом.

Строки диаграммы "наклонная дальность/радиальная скорость" (рис. 7) представляют собой огибающие спектров сигнала на выходе автокорреляционной схемы (рис. 8), полученных при различных смещениях полосы пропускания выделяющего фильтра. Из ее анализа следует, что максимальный уровень сигнала наблюдается на дальности 918 м при радиальной скорости около -10.6 м/с, что близко к показанию спидометра автомобиля (около 40 км/ч). При реализации обработки зарегистрированного сигнала в среде MatLab суммарное время формирования диаграммы и получения оценок дальности и скоро-

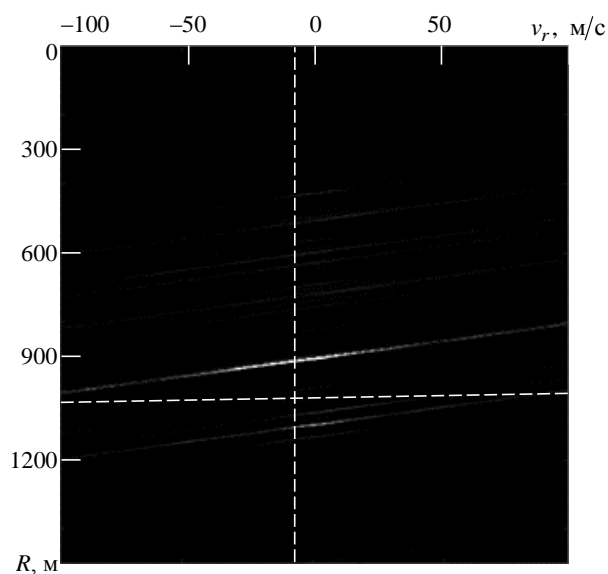


Рис. 7. Результирующая диаграмма "наклонная дальность/радиальная скорость"

Fig. 7. The resulting diagram "slant range/radial speed"

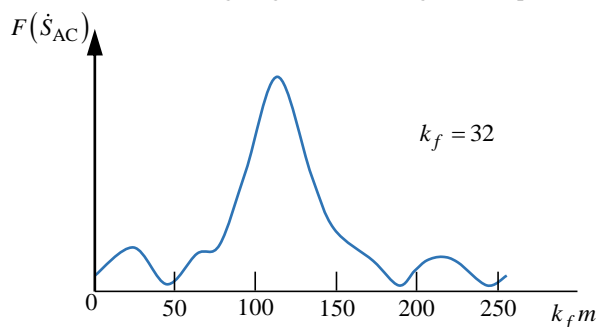


Рис. 8. Огибающая спектра сигнала на выходе автокорреляционной схемы

Fig. 8. Envelope of the signal spectrum at the output of the autocorrelation circuit

сти оказалось сопоставимым с длительностью интервала наблюдения (около 1.2 с). Очевидно, что обработка с использованием специализированного программного обеспечения будет возможна в реальном масштабе времени даже при использовании недорогих малогабаритных бортовых вычислительных устройств.

Исследование точностных характеристик РЛС с автокорреляционной схемой, учитывая нели-

нейный характер обработки, требует решения сложной статистической задачи и является темой отдельного исследования. Тем не менее приближительные оценки точности определения дальности и радиальной скорости будут сопоставимы с разрешающими способностями по соответствующим координатам, определенными с помощью (2) и (6) соответственно.

Заключение. Системы ADAS находят все более широкое применение в современном автомобилестроении, способствуя повышению безопасности дорожного движения. В качестве технической основы ряда систем ADAS предлагается использовать всепогодную малогабаритную РЛС с непрерывным ЛЧМ-излучением. Достоинствами РЛС этого типа являются достаточно высокое качество обнаружения и оценки параметров движения наблюдаемых объектов, небольшие массогабариты и низкое энергопотребление от бортовой сети. Применение разработанного алгоритма оценки дальности и скорости движения целей может значительно повысить скорость обработки информации в РЛС на основе автокорреляционной схемы с широкополосным непрерывным ЛЧМ зондирующим сигналом из состава ADAS.

В настоящей статье подробно описаны основные этапы алгоритма первичной обработки сигнала в РЛС с автокорреляционной схемой, приведены результаты натурального эксперимента, подтверждающие работоспособность алгоритма. Экспериментальные данные позволяют сделать вывод о высокой робастности разработанного алгоритма даже при отсутствии межпериодной обработки сигнала. Близкий к линейному характер динамики сближения РЛС с объектом наблюдения позволяет решить задачу вторичной обработки радиолокационной информации при помощи ординарного α - β -фильтра [16] с коэффициентами 0.5...0.8. Применение вторичной межпериодной обработки сигнала позволит дополнительно повысить устойчивость работы алгоритма при практически полном отсутствии дополнительных вычислительных затрат.

Список литературы

1. Global Status Report on Road Safety 2018. URL: <https://www.github.org/resources/publications/global-status-report-on-road-safety-2018/> (дата обращения 20.11.2019)
2. Advanced Driver Assistance Systems. SAE Technical Paper 2016-28-0223 / A. Paul, R. Chauhan, R. Srivastava, M. Baruah. doi: 10.4271/2016-28-0223
3. Current Collision Mitigation Technologies for Ad-

- vanced Driver Assistance Systems – A Survey / U. Z. A. Hamid, K. Pushkin, H. Zamzuri, D. Gueraiche, M. A. A. Rahman // PERINTIS eJournal. 2016. Vol. 6, № 2. P. 78–90. URL: https://www.researchgate.net/profile/Umar_Zakir_Abdul_Hamid/publication/311981545_Current_Collision_Mitigation_Technologies_for_Advanced_Driver_Assistance_Systems_-_A_Survey/links/586670d108ae329d62074a57.pdf (дата обращения 24.03.2020)

4. Ramnath C. P. Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) // Intern. J. of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE). 2015. Vol. 4, iss.10. P. 2616–2618. URL: <http://ijarece.org/wp-content/uploads/2015/10/IJARECE-VOL-4-ISSUE-10-2616-2618.pdf> (дата обращения 24.03.2020)
5. Peng Z., Portable Li C. Microwave Radar Systems for Short-Range Localization and Life Tracking: A Review // Sensors. 2019. Vol. 19, iss. 5. P. 1136. doi: 10.3390/s19051136
6. Комзалов А. М., Шилов Н. Г. Применение современных технологий в системах помощи водителю автомобиля // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 11. С. 1077–1082. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-11-1077-1082
7. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. 1st ed. Hoboken, NJ: John Wiley&Sons, 2004, 411 p.
8. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. 288 с.
9. Рязанцев Л. Б., Лихачев В. П. Измерение дальности и радиальной скорости объектов широкополосной РЛС с непрерывным линейным частотно-модулированным излучением в условиях миграции отметок по каналам дальности // Измерительная техника. 2017. № 11. С. 61–64.
10. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The Slim-SAR: a Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation // 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010. Washington, DC. 10–14 May 2010. Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612
11. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR: Master's Thesis. Brigham Young University. Provo, UT. 2004. URL: <https://scholarsarchive.byu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/> (дата обращения 01.12.2019)
12. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса / А. В. Богомолов, И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев, Л. Б. Рязанцев // Тр. XXIX Всерос. симп. "Радиолокационное исследование природных сред", Санкт-Петербург, 25–26 марта 2015 г. / ВКА им. А. Ф. Можайского. СПб., 2015. Вып. 11. С. 237–242.
13. Пат. RU 2635366 С1 (2006.01). Способ определения дальности и радиальной скорости цели в РЛС с непрерывным излучением и устройство его реализующее / И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев, Л. Б. Рязанцев, В. В. Беляев; опубл. 13.11.2017. Бюл. № 32. 7 с.
14. Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47
15. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Изд-во КВЦ, 2000. 428 с.
16. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.

Информация об авторе

Соколик Наталья Валентиновна – инженер по специальности "Сети связи и системы коммутации" (2001, Новочеркасский военный институт связи), начальник отдела войсковой части 55060, соискатель ученой степени кандидата технических наук в военном учебно-научном центре "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (кафедра боевого применения средств РЭБ (с воздушно-космическими системами управления и наводящимся оружием)). Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, радиоэлектронные системы, обработка сигналов.

Адрес: Войсковая часть 55060, Москва, Россия

E-mail: sokolik777@mail.ru

References

1. Global Status Report on Road Safety 2018. Available at: <https://www.github.org/resources/publications/global-status-report-on-road-safety-2018/> (accessed 20.11.2019)
2. Paul A., Chauhan R., Srivastava R., Baruah M. Advanced Driver Assistance Systems. SAE Technical Paper 2016-28-0223. doi: 10.4271/2016-28-0223
3. Hamid U. Z. A., Pushkin K., Zamzuri H., Gueraiche D., Rahman M. A. A. Current Collision Mitigation Technologies for Advanced Driver Assistance Systems – A Survey. PERINTIS eJournal. 2016, vol. 6, no. 2, pp. 78–90. Available at: https://www.researchgate.net/profile/Umar_Zakir_Abdul_Hamid/publication/311981545_Current_Collision_Mitigation_Technologies_for_Advanced_Driver_Assistance_Systems_-_A_Survey/links/586670d108ae329d62074a57.pdf (accessed 24.03.2020)
4. Ramnath C. P. Advanced Driver Assistance Systems (ADAS). Intern. J. of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE). 2015, vol. 4, iss. 10, pp. 2616–2618. Available at: <http://ijarece.org/wp-content/uploads/2015/10/IJARECE-VOL-4-ISSUE-10-2616-2618.pdf> (accessed 24.03.2020)
5. Peng Z., Li C. Portable Microwave Radar Systems for Short-Range Localization and Life Tracking: A Review. Sensors. 2019, vol. 19, iss. 5, p. 1136. doi: 10.3390/s19051136
6. Komzalov A. M., Shilov N. G. Application of Modern Technologies in Car Driver Assistance Systems. Journal of In-

strument Engineering. 2017, vol. 60, no. 11, pp. 1077–1082. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-11-1077-1082 (In Russ.)

7. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. 1st ed. Hoboken, NJ, John Wiley&Sons, 2004, 411 p.

8. Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. *Malogabaritnye mnogofunktsional'nye RLS s neprelynym chastotno-modulirovannym izlucheniem* [Small-Sized Multifunction Radars with Continuous Frequency-Modulated Radiation]. Moscow, Radioengineering, 2020, 288 p. (In Russ.)

9. Ryazantsev L. B., Likhachyov V. P. Measuring the Range and Radial Velocity of Objects With a Broadband Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar in the Conditions of Migration of Marks Along the Range Channels. Measurement Equipment. 2017, no. 11, pp. 61–64. (In Russ.)

10. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The Slim-SAR: a Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation. 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010.10–14 May 2010, Washington, DC. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612

11. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR: Master's Thesis. Brigham Young University. Provo, UT. 2004. Available at: <https://scholarsarchive.byu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/> (accessed 01.12.2019)

12. Bogomolov A. V., Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. Small-Sized Dual-Band SAR for an Unmanned Aircraft Complex. Proc. of the XXIX All-Russ. symp. "Radar research of natural environments". March 25–26, 2015, St Petersburg. SPb., 2015, vol. 11, pp. 237–242. (In Russ.)

13. Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B., Belyaev V. V. Pat. RF 2635366 C1 (2006.01). A Method for Determining the Range and Radial Velocity of a Target in a Continuous-Wave Radar and a Device for Realizing It. Publ. 13.11.2017. 7 p. (In Russ.)

14. Kupryashkin I. F., Sokolik N. V. Algorithm of Signal Processing in the Radar System with Continuous Frequency Modulated Radiation for Detection of Small-Sized Aerial Objects, Estimation of Their Range and Velocity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47 (In Russ.)

15. Kuz'min S. Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu* [Digital Radar. Introduction to the Theory]. Kiev, *Izd-vo KVITs*, 2000, 428 p. (In Russ.)

16. Farina A., Studer F. A. Radar Data Processing. Vol. 1. Introduction and Tracking. Research Studies Press LTD, 1985, 325 p.

Information about the author

Natal'ya V. Sokolik, Dipl.-engineering on communication networks and switching systems (2001, Novocherkassk Military Communications Institute), Chief of the Department of the Military Unit 55060. Applicant for the Degree of Cand. Sci. in Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy" (the Department of Combat Use of Electronic Warfare Systems (with Aerospace Control Systems and Guided Weapons)). The author of 29 scientific publications. Area of expertise: radar systems; radioelectronic systems; signal processing.

Address: Military Unit 55060, Moscow, Russia

E-mail: sokolik777@mail.ru
