

17. *Evyutov A.P., Mit'ko V.B.* Inzhenernye raschety v gidroakustike [Engineering calculations in hydroacoustics]. 2nd ed. Leningrad: Sudostroenie, 1988, 288 p.
18. System and method for measuring wave directional spectrum and wave height. Patent 20080094940 SSHA, MKI GO1s 15/58 / Brumley et al (SSHA), Teledyne RD Instruments (SSHA) No. 11/959377; decl. 18.12.2007; publ. 24.04.2008; NKI 367/90, 35 p.
19. *Voloshchenko V.Yu., Voloshchenko A.P.* Parametricheskie gidroakusticheskie sredstva blizhnego podvodnogo nablyudeniya [Parametric hydroacoustic means of near underwater observation]. Part 2. Rostov-on-Don; Taganrog: Izd-vo YuFU, 2018, 176 p.
20. *Zarayskiy V.A., Tyurin A.M.* Teoriya gidrolokatsii [Theory of sonar]. Leningrad: Voenno-morskaya ordenov Lenina i Ushakova akademiya, 1975, 604 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.Б. Аббасов.

Волощенко Елизавета Вадимовна – Южный федеральный университет; e-mail: voloshchenko.liza@mail.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: 89515230085; кафедра электрогидроакустической и медицинской техники; аспирант.

Волощенко Вадим Юрьевич – e-mail: voloshchenko.vadim@mail.ru; тел.: 89515074541; кафедра инженерной графики и компьютерного дизайна; к.т.н.; доцент.

Voloshchenko Elizaveta Vadimovna – Southern Federal University; e-mail: voloshchenko.liza@mail.ru; 2, Shevchenko street, Taganrog, 347922, Russia; phone: +79515230085; the department of hydroacoustic and medical engineering; graduate student.

Voloshchenko Vadim Yur'evich – e-mail: voloshchenko.vadim@mail.ru; phone: +79515074541; the department of engineering drawing and computer design; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 621.391.372

DOI 10.18522/2311-3103-2020-6-30-40

П.А. Дятлов, Б.Х. Кульбикаян

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫНОСНЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ В ПОЛУАКТИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Рассматриваются вопросы повышения помехозащищенности полуактивных радиолокационных систем, основанных на использовании передатчиков подсвета целей с помощью гармонического излучения и выносных доплеровских приемников совместно с центральным постом обработки информации. Данное решение является не только наиболее простым с точки зрения аппаратурной реализации, но и имеет такие достоинства, как высокое быстродействие и повышенная чувствительность, а также возможность беспроблемной пространственной и частотной обработки излучений. Из недостатков следует отметить малую скрытность функционирования данной полуактивной радиолокационной системы. Целью работы является устранение указанного недостатка за счет использования перестройки частоты в передатчике подсвета или при использовании в полуактивной радиолокационной системе нескольких пространственно-разнесенных передатчиков подсвета, работающих по заданной частотно-временной схеме. Кроме того, в работе рассматриваются вопросы оптимизации основных параметров выносных доплеровских приемников полуактивных радиолокационных систем. В частности, в работе даются рекомендации для уменьшения слепящего действия прямого сигнала на доплеровский приемник и представлен комплекс мер, направленных на увеличение дальности действия полуактивных радиолокационных систем до сорока километров. В данной работе рассматривается случай работы полуактивной радиолокационной системы, функционирующей в ограниченном

пространственном секторе с использованием одного вынесенного пункта приема. Передатчик подсвета, размещаемый, как правило, на высотном объекте, формирует направленное излучение, предназначенное, прежде всего для решения различных задач в области телекоммуникаций, например, обеспечение мобильной связи, ретрансляции спутниковой информации и т.п. В данной системе передатчик подсвета используется в качестве формирователя сигнала подсвета воздушных целей.

Радиосистемы обнаружения; радиосистемы определения координат; полуактивные радиолокационные системы; доплеровский приемник; передатчик подсвета; отношение сигнал/помеха; чувствительность приемного устройства; линейный тракт приемника; шумовая полоса линейного тракта приемника; дисперсия внутреннего шума; дисперсия амплитудного шума; коэффициент передачи; параллельный спектроанализатор.

P.A. Dyatlov, B.K. Kulbikayan

OPTIMIZATION OF REMOTE DOPPLER RECEIVER'S PARAMETERS IN SEMI-ACTIVE RADAR SYSTEMS

This article discusses the issues of increasing the noise immunity of semi-active radar systems based on the use of transmitters for target illumination using harmonic radiation and remote Doppler receivers in conjunction with a central information processing station. This solution is not only the simplest from the point of view of hardware implementation, but also has such advantages as high speed and increased sensitivity, as well as the ability to search-free spatial and frequency processing of radiation. Of the shortcomings, it should be noted the low secrecy of the functioning of this semi-active radar system. The purpose of the work is to eliminate the indicated drawback by using frequency tuning in the illumination transmitter or when using several space-separated illumination transmitters operating according to a given frequency-time scheme in a semi-active radio-location system. In addition, the paper deals with the optimization of the main parameters of portable Doppler receivers of semi-active radar systems. In particular, the paper gives recommendations for reducing the blinding effect of a direct signal to a Doppler receiver and presents a set of measures aimed at increasing the range of action of semi-active radar systems up to forty kilometers. In this paper, we consider the case of operation of a semi-active radio-location system operating in a limited spatial sector using one remote receiving point. The illumination transmitter, which is usually placed on a high-rise object, generates directional radiation, intended primarily for solving various tasks in the field of telecommunications, for example, providing mobile communications, relaying satellite information, etc. In this system, the illumination transmitter is used in as a signal generator for illumination of air targets

Radio detection systems; radio positioning systems; semi-active radar systems; Doppler receiver; illumination transmitter; signal-to-interference ratio; receiver sensitivity; receiver linear path; noise bandwidth of the receiver linear path; internal noise dispersion; amplitude noise dispersion; transmission coefficient; parallel spectrum analyzer.

Введение. Для обнаружения и определения координат различных целей, включая воздушные объекты, широко используются однопозиционные радиолокационные системы. К недостаткам таких систем следует отнести низкие помехозащищенность и живучесть. С целью устранения этих недостатков используется комплекс мер, направленных на улучшение энергетических и временных характеристик однопозиционных радиолокационных станциях (РЛС) [1, 2]. Наряду с этим в последнее время с целью повышения скрытности функционирования и живучести радиосистем обнаружения и определения координат неизлучающих целей получила развитие полуактивная радиолокация, при использовании которой решение об обнаружении и оценивании координат целей выносится по отраженному сигналу подсвета, сформированного источниками радиоизлучений (ИРИ), принадлежащим системам бытового назначения [25].

Полуактивные радиолокационные системы (ПАРЛС) применяют методы пассивной и активной радиолокации [17]. Тема полуактивной радиолокации усиленно обсуждается за рубежом под разными терминами, среди которых наиболее часто упоминаемым является *passive bistatic radar (PBR)* [3]. Актуальность темы ПАРЛС можно проследить по спорам и обсуждениям, начиная от статей в профильных журналах [8, 11, 12] вплоть до работ по бистатической радиолокации [3, 13–16].

ПАРЛС предназначены для обнаружения и оценивания координат воздушных целей (Ц) на основе таких методов обработки излучений, как доплеровские, разностно-дальномерные и угломерные [18, 19]. Наиболее простая аппаратурная реализация ПАРЛС обеспечивается при использовании передатчиков подсвета цели с гармоническим излучением и выносных доплеровских приемников (ВДП) совместно с центральным постом обработки информации (ЦПОИ) [21–25].

Использование в ПАРЛС гармонического излучения приводит как к достоинствам, так и к недостаткам. К числу достоинств, наряду с простой аппаратурной реализацией, следует отнести высокие быстродействие и чувствительность, а также возможность беспойсковой пространственной и частотной обработки излучений. К недостаткам можно отнести низкую скрытность функционирования ПАРЛС. Однако этот недостаток легко устраняется при использовании перестройки частоты в передатчике подсвета (ПП) или при использовании в ПАРЛС нескольких пространственно-разнесенных ПП, осуществляющих излучения по определенной частотно-временной программе.

Анализ дальности ПАРЛС, а также ее зоны действия показывает [2], что основным препятствием к достижению высоких результатов является мешающее (слепящее) действие на ВДП прямого сигнала ПП.

Оптимизация параметров выносных доплеровских приемников ПАРЛС. Данная работа посвящена оптимизации параметров ВДП в ПАРЛС с целью уменьшения влияния слепящего действия прямого сигнала передатчика подсвета, излучающего гармонический процесс.

Вариант структуры ПАРЛС приведен на рис. 1, где ПП – передатчик подсвета; ВПП_{1(n)} – вынесенные пункты приема; ЦПОИ – центральный пост обработки информации; Ц – цель.

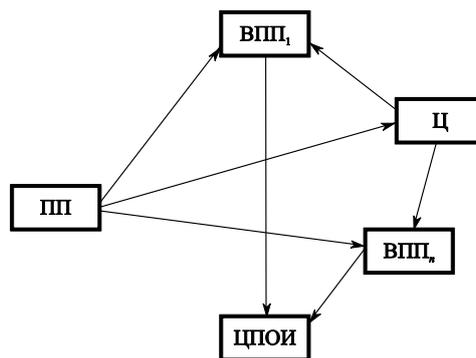


Рис. 1. Структура полуактивной радиолокационной системы

Полагаем, что данная ПАРЛС функционирует в ограниченном пространственном секторе с использованием одного ВПП. Передатчик подсвета (ПП) размещается на некотором высотном объекте (мачте, небоскребе, горе, аэростате, воздушном ша-

ре и т.п.) и формирует направленное излучение, предназначенное, прежде всего для решения телекоммуникационных задач (мобильная видеосвязь, ретрансляция спутниковой информации, фазовые радиодальномеры, мобильный интернет и т.п.), а также в данном случае для формирования сигнала подсвета воздушных целей.

Рассмотрим ситуацию, когда в ПП используется непрерывный гармонический процесс. При использовании в радиолокации непрерывного излучения возникает проблема развязки передатчика и приемника. Для обработки гармонических процессов в ВПП используются одноканальное построение ВДП с интерференционной обработкой.

Структуры ВПП и ЦПОИ приведены на рис. 2, где ВДП – выносной доплеровский приемник; A_1, A_2, A_3 – антенны; ЛТП – линейный тракт приемника; АРУ – автоматическая регулировка усиления; НЭ – нелинейный элемент; ПСА – параллельный спектроанализатор; РУ – решающее устройство; КРЛ – командная радиолиния; УСОИ – устройства сбора информации; Инд – индикатор.

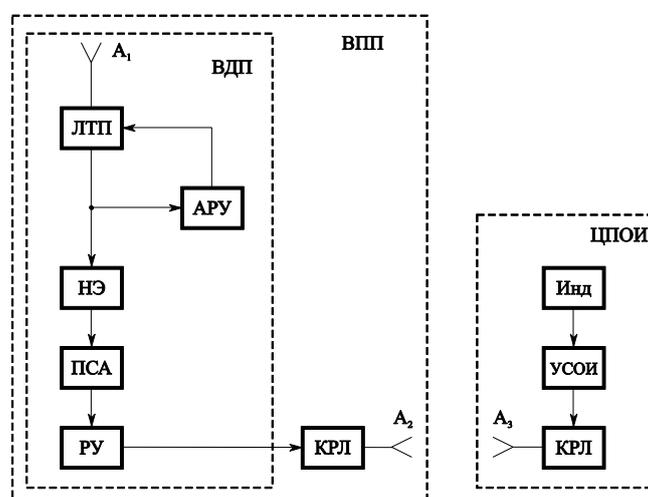


Рис. 2. Структура выносного приемного пункта и центрального поста обработки информации

Излучаемый ПП сигнал $S_0(t)$ распространяется по трассам ПП–ВПП, ПП–Ц–ВПП. Передатчик подсвета непрерывно излучает гармонический процесс

$$S_0(t) = U_{ms} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s),$$

где U_{ms}, f_s, φ_s – амплитуда, частота и начальная фаза.

На входе ВПП имеем процесс $y_3(t)$, включающий прямой $S_{пр}(t)$ и отраженный $S_{отр}(t)$ от Ц сигналы и внутренний шум $n(t)$

$$\begin{aligned} y_3(t) &= S_{пр}(t) + S_{отр}(t) + n(t); \\ S_{пр}(t) &= K_1 U_{ms} \cos[2\pi f_s(t - \tau_0) + \varphi_s]; \\ S_{отр}(t) &= K_{от1} U_{ms} \cos[2\pi(f_s - f_d)(t - \tau_1) + \varphi_s]; \\ \tau_0 &= \frac{r_1}{c}; \quad \tau_1 = \frac{R_{ц} + r_2}{c}; \quad f_d = \frac{v_{ц}}{c} f_s \cos(d_1); \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}, \end{aligned}$$

где K_1 – коэффициент передачи по напряжению на трассах ПП–ВПП; $K_{от1}$ – коэффициент передачи по напряжению на трассах ПП–Ц–ВПП; f_d – доплеровское смещение частоты на входе ВПП; τ_0 – временной сдвиг сигнала на трассе ПП–ВПП при дальности r_1 ; $R_{ц}$ – расстояние между ПП и Ц; τ_1 – временной сдвиг сигнала на трассе ПП–Ц–ВПП при дальности $R_{ц} + r_2$; $v_{ц}$ – скорость Ц.

При обработке в ЛТП процесс $y_3(t)$ усиливается, фильтруется и переносится на промежуточную частоту $f_{пч}$. Учитывая, что импульсная реакция ЛТП описывается выражением $h_{лtp}(t) = 2\Delta f_{лtp} \text{sinc}(\pi\Delta f_{лtp}t) \cos 2\pi f_{пч}t$, то на его выходе имеем

$$\begin{aligned} y_3(t) &= S_{лпр}(t) + S_{лотр}(t) + n_{л}(t); \\ S_{лпр}(t) &= K_{л} K_1 U_{мс} \cos[2\pi f_{пч}(t - \tau_0 - \tau_{гр1}) + \varphi_s]; \\ S_{лотр}(t) &= K_{л} K_{от1} U_{мс} \cos[2\pi f_{пч}[2\pi(f_{пч} + f_{д})(t - \tau_1 - \tau_{гр1}) + \varphi_s]; \\ R_n(\tau) &= \sigma_{нл}^2 \text{sinc}(\pi\Delta f_{лт}\tau) \cos(2\pi f_{пч}\tau), \end{aligned}$$

где $K_{л}$ – коэффициент передачи по напряжению в ЛТП; $\tau_{гр1}$ – групповое запаздывание, вносимое ЛТП; $R_n(\tau)$ – автокорреляционная функция помехи $n_{л}(t)$; $\sigma_{нл}^2$ – дисперсия помехи $n_{л}(t)$.

После прохождения процесса $y_3(t)$ через нелинейный элемент (НЭ) с квадратичной характеристикой и полосового фильтра на входе ПСА с полосой пропускания $\Delta f_{лт}$ имеем:

$$\begin{aligned} U_{нз}(t) &= K_{нз} \int_{-\infty}^t h_{\phi}(t-x)y_3^2(x)dx = \sum_{i=1}^6 U_i(t); \\ h_{\phi}(t) &= 2\Delta f_{лт} \text{sinc}(\pi\Delta f_{лт}t); \\ U_{1=} &= \frac{K_{нз}}{2} U_{прл}^2; \quad U_{1\sim} = \frac{K_{нз}}{2} U_{прл}^2 K_{осл}; \quad U_{2=} = \frac{K_{нз}}{2} U_{отл}^2; \quad U_{3=} = \frac{K_{нз}}{2} \sigma_{нл}^2; \\ U_4(t) &= K_{нз} U_{прл} \sigma_{нл} \cos(2\pi f_{д}t + \varphi_2); \quad \left(f_{к} - \frac{\Delta f_{к}}{2}\right) \leq f_{д} \leq \left(f_{к} + \frac{\Delta f_{к}}{2}\right); \\ U_5(t) &= K_{нз} U_{прл} \sigma_{нл} \cos(2\pi f_{д}t + \varphi_2) \sqrt{\frac{\Delta f_{к}}{\Delta f_{лт}}}; \\ U_6(t) &= K_{нз} U_{отл} \sigma_{нл} \cos(2\pi f_{д}t + \varphi_3) \sqrt{\frac{\Delta f_{к}}{\Delta f_{лт}}}; \end{aligned}$$

где $K_{нз}$ – коэффициент передачи НЭ по напряжению; $h_{\phi}(t)$ – импульсная реакция ФНЧ; $U_{прл}$, $U_{отл}$ – амплитуда прямого и отраженного сигналов на входе НЭ; $\sigma_{нл}$ – среднеквадратичное значение помехи $n(t)$ на входе НЭ; $U_{1=}$ – амплитуда компонента $S_{лпр}^2(t)$; $U_{2=}$ – амплитуда компонента $S_{лпр}(t) \cdot S_{лотр}(t)$; $U_{3=}$ – амплитуда компонента $n_{л}^2(t)$; U_4 – компонент $2S_{лпр}(t) \cdot S_{лотр}(t)$; U_5 – компонент $2S_{лпр}(t) \cdot n_{л}(t)$; U_6 – компонент $2S_{лотр}(t) \cdot n_{л}(t)$; $U_{1\sim}$ – компонент, обусловленный просачиванием $S_{лпр}(t)$ на выход НЭ с коэффициентом ослабления $K_{осл}$; $f_{к}$, $\Delta f_{к}$ – средняя частота и полоса пропускания k -го канала ПСА.

После прохождения компонента $U_{л}(t)$ через k -й канал ПСА в РУ принимается решение об обнаружении сигнала $S_{отр}(t)$ и оценивании доплеровского смещения $\hat{f}_{д}$

$$\begin{aligned} H_0: U_k(T) &= \frac{1}{T} \int_0^T \left| \int_{-\infty}^t h_k(t-x)U_4(x) dx \right| dt \geq U_{пор}; \\ \hat{f}_{д} &= f_{к}; \quad h_k(t) = 2\Delta f_{к} \text{sinc}(\pi\Delta f_{к}t) \cos 2\pi f_{к}t, \end{aligned}$$

где H_0 – гипотеза об обнаружении $S_{отр}(t)$; $h_k(t)$ – импульсная реакция фильтра в k -м канале ПСА; $U_k(T)$ – напряжение на выходе интегратора в k -м канале с постоянной времени T ; $U_{пор}$ – пороговое напряжение, информация об обнаружении $S_{отр}(t)$ и оценке $\hat{f}_{д}$ с выхода ВПП через КРЛ передаются на ЦПОИ, где фиксируется обнаруженная Ц и осуществляется ее классификация по скорости [15].

На основе компонентов, полученных на выходе НЭ и ФНЧ для обнаружения $S_{отр}(t)$ можно использовать два алгоритма: энергетический и интерференционный. При использовании энергетического алгоритма входное отношение сигнал/результатирующая помеха по мощности равно $g_{вхз}^2 = \frac{P_{отр}}{P_{пр} + \sigma_n^2}$ и при $P_{отр} = P_s$, где

P_s – реальная чувствительность ВПП, для того, чтобы обеспечить $g_{\text{вх}}^2 \geq 1$, необходимо обеспечить подавление прямого сигнала на входе ВПП пропорционально коэффициенту $K_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{P_{\text{отр}}}$, что практически не реализуемо, т.к. составляет 170÷200 дБ.

При использовании интерференционного алгоритма, когда прямой сигнал используется в качестве гетеродинного (опорного) напряжения, подаваемого на НЭ, входное отношение сигнал/помеха по мощности равно $g_{\text{вх}}^2 = \frac{P_{\text{отр}}}{\sigma_{\text{н}}^2}$, что при $P_{\text{отр}} = P_s$ обеспечивает $g_{\text{вх}}^2 \approx 1$. Вредное влияние прямого сигнала проявляется в ВДП в виде интермодуляционных искажений и появлении дополнительной помеховой составляющей на выходе НЭ при квадратичной обработке в виде амплитудных и фазовых шумов [4] излучаемого ПП гармонического процесса $S_0(t) = U_{\text{мс}} [1 + m_s(t)] \cos[2\pi f_s t + \varphi_s(t)]$, где $m_s(t)$ – коэффициент амплитудной модуляции, обусловленный амплитудными шумами $S_0(t)$; $\varphi_s(t)$ – флюктуационные фазы, обусловленные фазовыми шумами $S_0(t)$.

На выходе НЭ и ФНЧ процесс $S_0(t)$ с учетом компенсации фазовых шумов преобразуется к следующему виду [5]:

$$U_{1-} = \frac{K_{\text{нэ}}}{2} U_{\text{прл}}^2; \quad U_{1-}(t) = K_{\text{нэ}} U_{\text{прл}}^2 \left[m_s(t) + \frac{m_s^2(t)}{2} \right].$$

Коэффициент шума ВПП $N_{\text{ш}}$ без учета амплитудных шумов прямого сигнала в виде напряжения $U_{1-}(t)$ определяется из следующего соотношения:

$$N_{\text{ш}} = N_{\text{лт}} + \frac{N_{\text{нэ}} - 1}{K_{\text{рлт}}} + \frac{N_{\text{пса}} - 1}{K_{\text{рлт}} K_{\text{рнэ}}} + \frac{N_{\text{до}} - 1}{K_{\text{рлт}} K_{\text{рнэ}} K_{\text{рк}}} + \frac{N_{\text{ву}} - 1}{K_{\text{рлт}} K_{\text{рнэ}} K_{\text{рк}} K_{\text{рдо}}}; \quad K_{\text{рнэ}} = K_{\text{нэ}}^2,$$

где $N_{\text{лт}}$, $N_{\text{нэ}}$, $N_{\text{пса}}$, $N_{\text{до}}$, $N_{\text{ву}}$ – коэффициенты шума ЛТП, НЭ, ПСА, детектора огибающей, видеоусилителя; $K_{\text{рлт}}$, $K_{\text{рнэ}}$, $K_{\text{рк}}$, $K_{\text{рдо}}$ – коэффициенты передачи по мощности ЛТП, НЭ, канала ПСА, детектора огибающей.

Реальная чувствительность P_s рассчитывается следующим образом:

$$P_s = k T_0 N_{\text{ш}} \Delta f_{\text{лт}} g_{\text{вх}}^2; \quad k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}; \quad \Delta f_{\text{лт}} = f_{\text{дм}}; \quad f_{\text{дм}} = \frac{v_{\text{цм}}}{c} f_s; \quad c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с},$$

где $f_{\text{дм}}$ – максимально ожидаемое доплеровское смещение частоты f_s при максимально ожидаемой скорости цели $v_{\text{цм}}$.

При $g_{\text{вх}}^2 = 1$ реальная чувствительность P_s соответствует мощности отраженного сигнала $P_{\text{отр}}$, которая в свою очередь определяется следующим образом:

$$P_{\text{отр}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ц}} S_{\text{а1}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^2 r_2^2}, \quad S_{\text{а1}} = \frac{G_{\text{а1}} \lambda_s^2 S_{\text{а1}}}{4\pi}, \quad \lambda_s = \frac{c}{f_s},$$

где $P_{\text{п}} G_{\text{п}}$ – энергетический потенциал ПП; $\sigma_{\text{ц}}$ – эффективная отражающая площадь Ц; $G_{\text{а1}}$, $S_{\text{а1}}$ – коэффициент усиления и площадь A_1 ; $R_{\text{ц}}$ – расстояние от ПП до Ц; r_2 – расстояние между ВДП и Ц; λ_s – длина волны сигнала $S_0(t)$.

Для нормальной работы ВДП допустимая мощность прямого сигнала $P_{\text{пр}}$ выбирается из условия $P_{\text{пр}} = P_{\text{отр}} D$, где D – рабочий динамический диапазон. Коэффициенты передачи по мощности ЛТП и НЭ выбираются из условий устранения интермодуляционных искажений и обеспечения минимального коэффициента шума ВДП $N_{\text{ш}}$: $K_{\text{рлт}} = \frac{P_{\text{ару}}}{P_{\text{пр}}}$; $K_{\text{рлт}} K_{\text{рпр}} \geq 10$; $K_{\text{рнэ}} = A P_{\text{ару}}$ при $P_{\text{ару}} \leq 10^{-3}$ Вт, где

$P_{\text{ару}}$ – мощность прямого сигнала на выходе ЛТП, соответствующая пороговому уровню АРУ, при котором отсутствуют интермодуляционные искажения; A – коэффициент пропорциональности, размерность 1/Вт. Как следует из работы [6] можно положить, что $A = 100$ 1/Вт.

При расчете отношения сигнал/помеха по мощности на выходе полосового фильтра k -го канала ПСА g_k^2 необходимо учитывать, что помеха обусловлена не только влиянием амплитудных шумов прямого сигнала с учетом компенсации фазовых шумов после квадратурной обработки

$$g_k^2 = \frac{\Delta M_s^2}{\sum_{i=1}^3 \sigma_i^2}; \quad \Delta M_s^2 = \frac{K_{нэ}^2 U_{прл}^2 U_{отпрл}^2}{2};$$

$$\sigma_1^2 = K_{нэ}^2 U_{прл}^2 m_s^2 \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{лт}}; \quad \sigma_2^2 = K_{нэ}^2 U_{прл}^2 \sigma_{пл}^2 \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{лт}}; \quad \sigma_3^2 = K_{нэ}^2 \sigma_{пл}^4 \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{лт}},$$

где ΔM_s^2 – квадрат математического ожидания выходного эффекта, обусловленного отраженным сигналом; $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \sigma_3^2$ – среднеквадратичные значения флюктуационных компонентов $(S_{прл} - S_{прл}), (S_{прл} - n_{л}), (n_{л} - n_{л})$.

Дисперсия внутреннего шума на входе НЭ равна

$$\sigma_{пл}^2 = kT_0 N_{ш} \Delta f_{лт} K_{рлт}; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц.}$$

Дисперсия амплитудного шума прямого сигнала на входе НЭ равна

$$\sigma_{аш}^2 = P_{пр} K_{рлт} m_s \text{ при } m_s = G_{аш}(f_s) \Delta f_{лт},$$

где $G_{аш}(f_s)$ – спектральная плотность амплитудных шумов по мощности размерностью дБ/Гц.

Как показано в работах [5, 7] амплитудный и фазовый шумы в сигнале $S_0(t)$ связаны следующими соотношениями:

$$G_{аш}(f_s) = K_s G_{фш}(f_s) \text{ при } K_s \in [10^{-3}; 10^{-4}];$$

$$G_{фш}(f_s) = (G_{фш}(f_{оп}) + 20 \lg N) \text{ дБ/Гц при } N = \frac{f_s}{f_{оп}},$$

где $f_{оп}$ – частота опорного генератора; $G_{фш}(f_{оп})$ – спектральная плотность мощности фазовых шумов опорного генератора размерностью дБ/Гц; N – коэффициент умножения частоты.

С учетом вышеизложенного при $\sigma_3^2 \ll \sigma_2^2$ и $\sigma_1^2 + \sigma_2^2 = \sigma_2^2 (1 + K_{аш})$, $K_{аш} = \frac{\sigma_{аш}^2}{\sigma_{пл}^2}$, имеем $g_{вх}^2 = \frac{g_{вх}^2 (\Delta f_{лт} / \Delta f_k)}{2(1 + K_{аш})}$. После прохождения k -го канала ПСА с учетом детектирования при обнаружении $S_{отпр}(t)$ отношение сигнал/помеха по напряжению g_0 определяется из соотношения $g_0 = \frac{g_k^2 \sqrt{\Delta f_k T}}{\sqrt{1 + 2g_k^2}}$, где T – постоянная интегрирования в каналах ПСА.

При $\Delta f_k T \gg 1$ эффект на выходе k -го канала ПСА имеет гауссово распределение, и при этом вероятность правильного обнаружения $P_{по}$ и ложной тревоги $P_{лт}$ рассчитывается следующим образом:

$$P_{по} \Phi \left[g_0 - \frac{\arcsin(1 - \alpha_k)}{\sqrt{1 + 2g_{вх}^2}} \right]; \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt; \quad P_{лт} = n_k \alpha_k;$$

$$\alpha_k = 1 - \Phi(g_{пор}); \quad n_k = \frac{\Delta f_{пса}}{\Delta f_k}; \quad \Delta f_{пса} = \Delta f_{лт},$$

где $\Phi(x)$ – функция Лапласа; α_k – ложная тревога в одном канале ПСА; n_k – общее количество каналов ПСА; $g_{пор}$ – нормированный порог; $\Delta f_{пса}$ – полоса анализа.

В РУ, наряду с обнаружением $S_{отпр}(t)$, осуществляется оценка доплеровского смещения $\hat{f}_d = f_k$ со среднеквадратичной погрешностью $\sigma_{fd} = \frac{\Delta f_k}{2\sqrt{3}}$.

Затем информация о \hat{f}_d с выхода ВПП через КРЛ поступает на ЦПОИ, где обрабатывается в УСОИ и Инд, где устанавливается факт наличия Ц в зоне обслуживания ПАРЛС, а также по величине \hat{f}_d и ее изменению от одного сеанса наблюдения к другому, устанавливается класс Ц по скорости ее перемещения.

Меры по уменьшению влияния слепящего действия прямого сигнала на характеристики ВДП. Для уменьшения влияния слепящего действия прямого сигнала $S_0(t)$ на характеристики помехоустойчивости ВДП предлагается использовать следующие методы:

– антенна A_1 должна быть ориентирована основным лепестком с усилением $G_{ол}$ на Ц, а задним лепестком с усилением $G_{зл}$ на ПП, что обеспечит развязку $K_{зл} = G_{зл}/G_{ол}$;

– установка на направлении ПП–ВПП электродинамического экрана с коэффициентом подавления прямого сигнала K_3 ;

– увеличение эффективной площади отражения от Ц при выполнении условия $h_{п} > h_{ц}$, где $h_{п}$ – высота подъема антенны; $h_{ц}$ – высота полета Ц;

– допустимая величина мощности прямого сигнала на входе ВДП выбирается из условия $P_{пр}/P_{отр} \leq D$, где D – рабочий динамический диапазон ВДП.

Для иллюстрации полученных выше соотношений рассмотрим пример при следующих исходных данных: $f_s = 2,5 \cdot 10^9$ Гц; $P_n G_n = 10^3$ Вт; $v_{ц} \in [218; 650]$ км/ч; $N_{ш} = 1,7$; $D = 60$ дБ; $P_{ару} = 10^{-5}$ Вт; $\Delta f_k = 25$ Гц; $P_{по} = 0,99$; $P_{лт1} = 10^{-5}$; $\sigma_{ц} = 10$ м²; $r_1 = 20$ км.

В результате получаем:

1. Диапазон доплеровских смещений частоты сигнала $S_0(t)$

$$f_{д} \in [f_{дн}; f_{дв}]; \quad f_{дн} = \frac{v_{цн}}{c} f_s = 500 \text{ Гц}; \quad f_{дв} = \frac{v_{цв}}{c} f_s = 1500 \text{ Гц},$$

где $f_{дн}$, $f_{дв}$ – нижняя и верхняя границы максимально ожидаемых доплеровских смещений частоты.

2. Шумовая полоса пропускания ЛТП ВДП $\Delta f_{лт} = f_{дв} = 1500$ Гц.

3. Дисперсия внутреннего шума на входе ВДП $\sigma_n^2 = k T_0 N_{ш} \Delta f_{лт} = 10^{-17}$ Вт.

4. Минимально допустимый уровень отраженного сигнала на входе ВДП при $g_{вх}^2 = 1$: $P_{отр} = P_s$; $P_s = \sigma_n^2 g_{вх}^2 = 10^{-17}$ Вт.

5. Максимально допустимый уровень прямого сигнала на входе ВДП

$$P_{пр} = P_{отр} D = 10^{-11} \text{ Вт.}$$

6. Коэффициенты передачи по мощности ЛТП и НЭ

$$K_{рлт} = \frac{P_{ару}}{P_{пр}} = 10^6; \quad K_{рнэ} = A K_{ару} \text{ при } A = 100 \text{ 1/Вт и } K_{рнэ} = 10^{-3}.$$

7. Дисперсия амплитудного шума прямого сигнала на входе НЭ

$$\sigma_{лтш}^2 = P_{пр} K_{рлт} m_s; \quad m_s = G_{аш}(f_s) \Delta f_{лт}; \quad G_{аш}(f_s) = 10^{-3} G_{фш}(f_s); \\ G_{фш}(f_s) \text{ [дБ/Гц]} = G(f_{оп}) + 20 \lg N; \quad N = f_s / f_{оп}.$$

Как показано в работе [4, 20] при $f_{оп} = 10^7$ Гц в ближней зоне до 10 кГц $G(f_{оп}) = -150$ дБ/Гц. Учитывая, что $N = 250$ получается $G_{фш}(f_s) = -104$ дБ/Гц и $G_{аш}(f_s) = -134$ дБ/Гц ($4 \cdot 10^{-14}$ Вт/Гц); $m_s = 1,6 \cdot 10^{-11}$ Вт; $\sigma_{лтш}^2 = 6 \cdot 10^{-16}$ Вт.

8. Отношение сигнал/помеха по мощности на выходе полосового фильтра k -го канала ПСА $g_k^2 = \frac{g_{вх}^2 (\Delta f_{лт} / \Delta f_k)}{2(1 + K_{аш})}$ при $K_{аш} = \frac{\sigma_{аш}^2}{\sigma_{лт}^2} = 6 \cdot 10^{-5}$, имеем $g_k^2 = 30$, $\sigma_{пл}^2 = \sigma_n^2 K_{лт}$.

9. Отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе интегратора k -го канала ПСА необходимого для обеспечения заданных $P_{лт}$ и $P_{по}$

$$g_{пор} = \arccos(1 - P_{лт1}) = 4,25; \quad g_0 = F(P_{по}, P_{лт1}) = 6,5.$$

10. Постоянная интегрирования на выходе k -го канала ПСА

$$T = \frac{(1 + 2g_k^2)g_0}{g_k^4 \Delta f_k} = 1,1 \text{ с.}$$

11. Величина подавления прямого сигнала, обусловленная ориентированием заднего лепестка диаграммы направленности антенны A_1 ($K_{зл}$) и использования электродинамического экрана K_3 ,

$$K_{зл} K_3 = \frac{4\pi P_{пп} r_1^2}{P_n G_n S_{л1}}; \quad S_{л1} = \frac{G_{a1} \lambda_n^2}{4\pi}.$$

При $G_{a1} = 80$, имеем $S_{a1} = 0,1 \text{ м}^2$ и $K_{зл} K_3 = 5 \cdot 10^{-4}$, что вполне практически реализуемо [9].

12. Максимальная дальность между ВПП и Ц определяется из следующих соотношений: $R_{ц} r_2 = \sqrt{\frac{P_n G_n S_{a1} \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 P_{отр}}} = 8 \cdot 10^8 \text{ м}$ и при $R_{ц} = 2r_1$, имеем $R_{ц} = 4 \cdot 10^4 \text{ м}$ и $r_2 = 2 \cdot 10^4 \text{ м}$.

13. Для обеспечения $\sigma_{ц} = 10 \text{ м}^2$ необходимо, чтобы для облучения на просвет [9] выполнялось условие $h_{ц} > h_{п}$, где $h_{п}$ – высота подъема антенны ПП; $h_{ц}$ – высота полета Ц.

14. При использовании в ВДП антенны с $G_{a1} = 80$ ВДП обеспечивает в направлении переднего фронта зоны обнаружения пространственный сектор по азимуту θ_{α} и углу места θ_{β} : $\theta_{\alpha} \theta_{\beta} = \frac{25000}{G_{a1}} = 300$ и при $\theta_{\beta} = 10^\circ$ имеем $\theta_{\alpha} = 30^\circ$.

15. Среднеквадратичная погрешность оценивания f_d : $\sigma_{f_d} = \frac{\Delta f_k}{2\sqrt{3}} = 7,35 \text{ Гц}$.

16. В ЦПОИ на основе оценок \hat{f}_d обеспечиваются предварительная оценка скорости Ц и классификация их на низкоскоростные и среднескоростные.

Заключение. Предлагаемая полуактивная радиолокационная система (ПАРЛС), использующая в качестве передатчиков подсвета цели выносные доплеровские приемники, обладает следующими достоинствами: простота аппаратной реализации, высокие быстродействие и чувствительность, а также возможность беспереходной пространственной и частотной обработки излучений. Недостатком предлагаемого варианта является низкая скрытность функционирования ПАРЛС. Однако данный недостаток легко устраняется при использовании перестройки частоты в передатчике подсвета (ПП) или при использовании в ПАРЛС нескольких пространственно-разнесенных ПП, осуществляющих излучения по определенной частотно-временной программе.

В работе также рассмотрен комплекс мер для обеспечения уменьшения слепящего действия прямого сигнала на доплеровский приемник, обеспечивающих увеличение дальности действия полуактивных радиолокационных систем до 40 км.

Результаты выполненных исследований могут быть использованы при проектировании перспективных ПАРЛС.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
2. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Радиосистема обнаружения и определения координат целей с использованием передатчика подсвета // Специальная техника. – 2016. – № 1. – С. 2-9.
3. Willis N.J., Griffiths H.D. Advances in Bistatic Radar. – SciTech Publishing, 2007.
4. Баранов А.А., Брагарь А.П. Влияние профиля фазовых шумов гетеродина с прямым синтезом на величину среднеквадратического отклонения фазового шума // Тр. МНТК «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: ВНИИС, 2007. – Т. 2. – С. 1394-1390.
5. Петров А.С., Прилуцкий А.А. Компенсация фазового шума на синхронном детекторе // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – № 11. – С. 49-53.
6. Абрамян А.А. Асинхронное детектирование и прием импульсных радиосигналов. – М.: Сов. Радио, 1966. – 296 с.
7. Аптэк Ю.Э., Горелов А.И. К вопросу об измерении шумов СВЧ генераторов // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Радиоизмерительная техника». – 1965. – Вып. 1. – С. 3-17.
8. IEEE Radar, Sonar and Navigation. – 2005. – No. 3.
9. Островский О.С., Одаренко Е.Н. Защитные экраны и поглотители электромагнитных волн // ФИП PSE. – 2003. – Т. 1, № 2. – С. 161-173.

10. *Кондратьев В.С., Котов А.Ф. и др.* Многопозиционные РТС. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
11. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine. – 2012. – № 10.
12. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine. – 2012. – № 11.
13. *Griffiths H., Baker C.* Passive Bistatic Radar // Principles of Modern Radar. Vol. 3: Radar Applications / ed. by W.L. Melvin, J.A. Scheer. – Edison: SciTech Publishing, 2014. – P. 499-541.
14. *Willis N.J.* Bistatic Radars. – 2nd ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2005.
15. Bistatic Radar: Principles and Practice / ed. by M. Cherniakov. – Chichester: John Wiley & Sons, 2007.
16. Bistatic Radar: Emerging Technology / ed. by M. Cherniakov. – Chichester: John Wiley & Sons, 2008.
17. *Аверьянов В.Я.* Разнесенные радиолокационные станции и системы. – Минск: Наука и техника, 1978.
18. *Малышкин Е.А.* Пассивная радиолокация. – М.: Воениздат, 1961.
19. *Охрименко А.Е.* Основы обработки и передачи информации. – Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990.
20. *Griffiths H.* Passive bistatic radar and waveform diversity // Technical Report RTO-EN-SET-119. NATO Science and Technology Organization, 2009.
21. *Howard P.E., Maksimiuk D., Reitsma G.* FM radio based bistatic radar // IEEE Proc. On Radar, Sonar and Navigation. – 2005. – No. 5. – P. 107-115.
22. *Bernaschi M., Di Lallo A., Farina A. et al.* Use a graphics processing unit for passive radar signal and data processing // IEEE AES Magazine. – 2012. – No. 10. – P. 52-59.
23. *Palmer J., Palumbo S., Cao T.-T. V., Howard S.* A new illuminator of opportunity bistatic radar research project at DSTO // Technical Report DSTO-TR-2269. Defense Science and Technology Organization, Edinburgh, 2009.
24. *Richards M.A.* Fundamentals of radar signal processing. – New York: McGraw Hill, 2005.
25. *Фам Хуан Туен.* Экспериментальные исследования макета полуактивной радиолокационной системы при использовании радиополучений цифрового эфирного телевидения DVB-T2 // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2014. – № 5. – С. 29-32.

REFERENCES

1. *Perunov Yu.M., Fomichev K.I., Yudin L.M.* Radioelektronnoe podavlenie informatsionnykh kanalov sistem upravleniya oruzhiem [Electronic suppression of information channels of weapons control systems]. Moscow: Radiotekhnika, 2003, 416 p.
2. *Dyatlov A.P., Dyatlov P.A.* Radiosistema obnaruzheniya i opredeleniya koordinat tseley s ispol'zovaniem peredatchika podsveta [Radio system for detecting and determining the coordinates of targets using a backlight transmitter], *Spetsial'naya tekhnika* [Special technology], 2016, No. 1, pp. 2-9.
3. *Willis N.J., Griffiths H.D.* Advances in Bistatic Radar. SciTech Publishing, 2007.
4. *Baranov A.A., Bragar' A.P.* Vliyanie profilya fazovykh шумов geterodina s pryamym sintezom na velichinu srednekvadraticeskogo otkloneniya fazovogo shuma [Influence of the phase noise profile of a heterodyne with direct synthesis on the value of the root-mean-square deviation of the phase noise], *Tr. MNTK «Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'»* [Proceedings of the IRTC "Radar location, navigation, communication"]. Voronezh: VNIIS, 2007, Vol. 2, pp. 1394-1390.
5. *Petrov A.S., Prilutskiy A.A.* Kompensatsiya fazovogo shuma na sinkhronnom detektore [Phase noise compensation on a synchronous detector], *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy* [Electromagnetic waves and electronic systems], 2009, No. 11, pp. 49-53.
6. *Abramyan A.A.* Asinkhronnoe detektirovanie i priem impul'snykh radiosignalov [Asynchronous detection and reception of pulsed radio signals]. Moscow: Sov. Radio, 1966, 296 p.
7. *Aptek Yu.E., Gorelov A.I.* K voprosu ob izmerenii шумов SVCh generatorov [On the question of measuring the noise of microwave generators], *Voprosy radioelektroniki. Seriya «Radioizmeritel'naya tekhnika»* [Questions of radio electronics, series "Radio measuring equipment"], 1865, Issue 1, pp. 3-17.
8. IEEE Radar, Sonar and Navigation, 2005, No. 3.

9. *Ostrovskiy O.S., Odarenko E.N.* Zashchitnye ekrany i poglotiteli elektromagnitnykh voln [Protective screens and absorbers of electromagnetic waves], *FIP PSE* [FIP PSE], 2003, Vol. 1, No. 2, pp. 161-173.
10. *Kondrat'ev V.S., Kotov A.F. i dr.* Mnogopozitsionnye RTS [Multi-position RTS], Moscow: Radio i svyaz', 1986, 264 p.
11. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine, 2012, No. 10.
12. IEEE Aerospace and Electronic System Magazine, 2012, No. 11.
13. *Griffiths H., Baker C.* Passive Bistatic Radar, *Principles of Modern Radar. Vol. 3: Radar Applications*, ed. by W.L. Melvin, J.A. Scheer. Edison: SciTech Publishing, 2014, pp. 499-541.
14. *Willis N.J.* Bistatic Radars. 2nd ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2005.
15. Bistatic Radar: Principles and Practice, ed. by M. Cherniakov. Chichester: John Wiley & Sons, 2007.
16. Bistatic Radar: Emerging Technology, ed. by M. Cherniakov. Chichester: John Wiley & Sons, 2008.
17. *Aver'yanov V.Ya.* Raznesennye radiolokatsionnye stantsii i sistemy [Spaced apart radar stations and systems]. Minsk: Nauka i tekhnika, 1978.
18. *Malyshkin E.A.* Passivnaya radiolokatsiya [Passive radar]. Moscow: Voenizdat, 1961.
19. *Okhrimenko A.E.* Osnovy obrabotki i peredachi informatsii [Basics of information processing and transmission]. Minsk: MVIZRU PVO, 1990.
20. *Griffiths H.* Passive bistatic radar and waveform diversity, *Technical Report RTO-EN-SET-119. NATO Science and Technology Organization, 2009.*
21. *Howard P.E., Maksimiuk D., Reitsma G.* FM radio based bistatic radar, *IEEE Proc. On Radar, Sonar and Navigation*, 2005, No. 5, pp. 107-115.
22. *Bernaschi M., Di Lallo A., Farina A. et al.* Use a graphics processing unit for passive radar signal and data processing, *IEEE AES Magazine*, 2012, No. 10, pp. 52-59.
23. *Palmer J., Palumbo S., Cao T.-T. V., Howard S.* A new illuminator of opportunity bistatic radar research project at DSTO, *Technical Report DSTO-TR-2269. Defense Science and Technology Organization, Edinburgh, 2009.*
24. *Richards M.A.* Fundamentals of radar signal processing. New York: McGraw Hill, 2005.
25. *Fam Khuan Tiep.* Eksperimental'nye issledovaniya maketa poluaktivnoy radiolokatsionnoy sistemy pri ispol'zovanii radioizlucheniya tsifrovogo efirmogo televideniya DVB-T2 [Experimental studies of a model of a semi-active radar system using radio emissions from digital terrestrial television DVB-T2], *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelektronika* [Izvestiya Universities of Russia. Radio electronics], 2014, No. 5, pp. 29-32.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.Д. Габриэлян.

Дятлов Павел Анатольевич – Южный федеральный университет; e-mail: padyatlov@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +79604420655; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем; доцент.

Кульбикаян Баграт Хачересович – Ростовский государственный университет путей сообщения; e-mail: bagratk@mail.ru; 344038, г. Ростов-на-Дону, пл. Ростовского Стрелкового Полка Народного Ополчения, 2; тел.: +78632726456; Управление информатизации РГУПС; Начальник управление информатизации РГУПС, доцент.

Dyatlov Pavel Anatolievich – Southern Federal University; e-mail: padyatlov@sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79604420655; the department of radio engineering & telecommunication systems associate professor.

Kulbikayan Bagrat Khacheresovich – Rostov State Transport University; e-mail: bagratk@mail.ru; 2, Rostovskogo Strelkovogo Polka Narodnogo Opolcheniya, Rostov-on-Don, 344038, Russia; phone: +78632726456; the department of informatization; head of informatization department of RSTU; associate professor.