НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ МГТУ ИМ. Н. Э. БАУМАНА
НАУКА и ОБРАЗОВАНИЕ
Эл № ФС77 - 48211. Государственная регистрация №0421200025. ISSN 1994-0408
электронный научно-технический журнал

Формирование функций селекции в импульсно-доплеровских радиолокационных информационных системах с манипуляцией фазы сигналов по случайному закону

02, февраль 2014
DOI: 10.7463/0214.0687918

профессор, д.т.н. Хохлов В. К., профессор, д.т.н. Лихоеденко К. П.

УДК 621.396.96

Россия, МГТУ им. Н.Э. Баумана
khokhlov2010@yandex.ru
wave@sm.bmstu.ru

Введение

Существующие в настоящее время радиолокационные автономные информационные системы (АИС) ближней локации (БЛ) с периодическими законами модуляции обладают существенным недостатком, выражающимся в пространственной периодичности функции селекции (ФС) по дальности [1]. Под ФС в ближней локации понимается зависимость уровня сигнала на выходе тракта обработки сигнала, по которому осуществляется обнаружение цели, в зависимости от дальности до объекта. Периодичность ФС приводит к тому, что помехи с расстояний, превышающих рабочую дальность АИС, снижают отношение сигнал / шум на входе тракта принятия решения и могут вызывать ложные срабатывания АИС.

На рисунке 1 приведен пример ФС из [1].

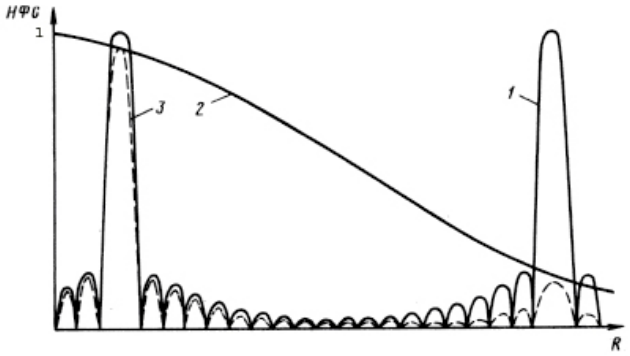


Рис. 1. Нормированная функция селекции АИС с частотной модуляцией (ЧМ) периодическим (1) и шумовым (2) процессами и с комбинированной ЧМ этими двумя процессами (3) (затухание сигнала от дальности *R* не учитывается)

Для борьбы с периодичностью ФС в АИС БЛ применяют вобуляцию (изменение) частоты следования зондирующих импульсов при принятии решения по нескольким импульсам. Однако такой способ имеет низкую помехоустойчивость при работе на фоне активных помех.

В импульсных радиолокационных системах применяется внутриимпульсная фазово–кодовая модуляция (ФКМ), оптимальная фильтрация и сжатие принимаемого импульса от цели. Для получения ФКМ используются различные коды, например код Баркера, М – последовательности и др., которые характеризуются тем, что их корреляционная функция имеет единственный максимум на периоде модуляции. Однако все применяемые коды являются периодическими (псевдослучайными) последовательностями, что приводит к неоднозначным ФС. В АИС, предназначенных для работы по малоконтрастным целям, целесообразно сокращение длительностей зондирующих импульсов, и, кроме того, часто требуется обеспечение минимальной инерционности тракта принятия решений. В этих условиях применение ФКМ затруднено. По данным зарубежных источников [2-4] проблема защиты локационных систем от помех решается в основном методами повышения разрешения на базе сложных сверхширокополосных сигналов. В доплеровских автономных АИС БЛ при малых габаритах и плохой развязке приемной и передающих антенн не используются сверхширокополосные сигналы из-за больших значений ПАМ (паразитной амплитудной модуляции).

Научная новизна

Исключение периодичности ФС в пространстве и возможно более резкая ее отсечка за пределами рабочей дальности может быть решена применением в когерентно – импульсной АИС шумовой частотной модуляции несущей и селекции доплеровского сигнала по относительной ширине полосы энергетического спектра [1,5,6].

При соответствующем выборе параметров модуляции и применении регрессионного селектора реализаций доплеровских сигналов по относительной ширине полосы их энергетических спектров формируется непериодическая ФС, определенная только в пределах рабочих дальностей [1,5].

Регрессионный тракт обработки сигналов по относительной ширине полосы энергетического спектра входной реализации [1, стр.97-111], обрабатывающий интервалы между нулями, позволяет обнаруживать узкополосный доплеровский сигнал на фоне широкополосной помехи с $\lambda_{\text{п}} = \dfrac{\Delta\omega_{\text{д}}}{\omega_0}$ > *1*, где: $\Delta\omega_{Д}$ - ширина полосы: а ω_0 - центральная частота реализации доплеровского сигнала, до отношений сигнал/помеха в полосе Доплера, равных единице. При этом полностью исключаются ложные срабатывания по помехе произвольной мощности с относительной шириной в полосе Доплера $\lambda_{\text{п}} > 1$ при обработке *n=20* интервалов между нулями входной реализации. Алгоритм обработки сигналов по относительной ширине полосы инвариантен к средней частоте в спектре доплеровского сигнала.

Регрессионный тракт при учете только парной корреляции двух соседних отсчетов длительностей интервалов между нулями входной реализации τ_i, τ_{i+1} через коэффициент начальной регрессии обрабатывает реализации сигналов по алгоритму [1, стр.98]

$$,\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n-1}\left\{\tau_i + \tau_{i+1} - K\left|\tau_i - \beta_{\tau_i/\tau_{i+1}}\tau_{i+1}\right|\right\} \geq U_{\text{пор}}$$

где: *n* – количество отсчетов τ_i на интервале времени принятия решения *T*;

$\beta_{\tau_i/\tau_{i+1}}$ – коэффициент начальной регрессии интервала τ_i на τ_{i+1}; $U_{\text{пор}}$ порог принятия решения;

K – параметр алгоритма.

Предлагаемый тракт обработки может быть применен в АИС БЛ [1, стр. 265] с шириной главного максимума диаграммам направленности антенн (*5-10*) град и углом наклона к оси носителя (*50-60*) град. Объекты локации – аэродинамические, наземные, надводные объекты, на которых присутствуют «блестящие точки», при прохождении их через диаграммы направленности, при заданных условиях встречи, сужается относительная ширина полосы реализаций доплеровского сигнала до значений не более 0,3. Развернувшиеся пачки дипольных отражателей и морская поверхность дают относительную полосу более 0,8. Активные помехи и ретрансляторы (при комбинированной модуляции) дают относительную полосу, равную *2*. Таким образом,

относительная ширина полосы является признаком большинства объектов, у которых имеются переходы одних элементов конструкции в другие.

Исключение периодичности ФС в пространстве и резкая ее отсечка за пределами рабочей дальности может быть решена и применением в когерентных импульсно–доплеровских АИС синхронной манипуляции фазы сигнала в передающем и приемном каналах по случайному закону и селекции доплеровского сигнала по относительной ширине полосы энергетического спектра. При этом формируется непериодическая ФС, определенная в пределах первого дистанционного строба.

Постановка задачи

Для обоснования предлагаемого способа построения АИС представим излучаемый $U_{и}(t)$ и гетеродинный $U_{г}(t)$ сигналы в виде последовательностей прямоугольных радиоимпульсов с амплитудой U, периодом $T_{п}$, и длительностью τ_0 и частотой заполнения ω_0

$$U_{и}(t) = U_{и} e^{j\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_0(t - nT_{п}) e^{j\phi_n},$$

где: $u_0(t)$ – единичный прямоугольный видеоимпульс длительностью τ_0;

φ_n – случайная фаза, принимающая в каждом периоде излучения одно из двух равновероятных некоррелированных значений $\varphi_1=0$, $\varphi_2=\pi$; $M[\varphi_i\varphi_k]=0$ при $i \neq k$.

Гетеродинный сигнал представим в виде

$$U_{г}(t) = U_{г} e^{j\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_{0г}(t - nT_{п}) e^{j\varphi_n},$$

где: $u_{0г}(t)$ – единичный прямоугольный видеоимпульс, формирующий строб длительностью $\tau_{стр} = 2R_{М} / c$; $R_{М}$ – максимальная дальность до объекта, c – скорость света, причем $\tau_0 < \tau_{стр} < T_{п}$.

Сигнал, отраженный от точечного объекта, или элемента цели, находящегося внутри первого дистанционного строба на дальности R_1, не превышающей максимальную $R_1 \leq R_{М}$, при его относительном движении представим в виде

$$\dot{U}_{с}(t) = U_{с} e^{j(\omega_0 \pm \omega_{д} t)} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_0(t - nT_{п} - \tau_{з1}) e^{j\varphi_n},$$

где: U_c – амплитуда отраженного сигнала;

$\omega_д$ –доплеровская частота;

$\tau_{з1}$ – время задержки отраженного сигнала, равное $\tau_{з1} = 2R_1 / c$.

Так как значения φ_n зондирующего и отраженного от точечного объекта при нахождении его внутри первого дистанционного строба совпадают, то сигнал на выходе смесителя будет:

$$\dot{U}_{см1}(t) = \dot{U}_г(t)\dot{U}^*_с(t) = U_с U_г e^{\pm j\omega_д t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_{0г}(t - nT_п - \tau_{з1})$$

Обозначив через $U_1 = U_с U_г$ и $u_{г0}(t - nT_п)u_0(t - nT_п - \tau_{з1}) = u_1(t - nT_п)$,

напряжение сигнала на выходе смесителя запишем в виде

$$\dot{U}_{см1}(t) = U_1 e^{\pm j\omega_д t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_1(t - nT_п). \qquad (1)$$

При отражении от точечного объекта, находящегося в произвольном i–ом дистанционном стробе $i = n+k$, $k = 1,2, \ldots, \infty$, сигнал на выходе смесителя можно представить в виде

$$\dot{U}_{см2}(t) = U_{с2} U_г e^{\pm j\omega_д t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_{0г}(t - nT_п)u_0[t - (n+k)T_п - \tau_{з2}]e^{j(\varphi_n - \varphi_{n+k})}, \qquad (2)$$

где: $U_{с2}$ – амплитуда эхо – сигнала;

$\tau_{з2}$ – задержка отраженного сигнала, $\tau_{з2} = 2R_2 / c$, $R_2 > kT_п c / 2$;

φ_n, φ_{n+k} – случайные фазы в n–ом и $(n+k)$–ом периодах повторения зондирующих сигналов.

Обозначив через $U_2 = U_г U_{с2}$ и

$$u_{г0}(t - nT_п)u_0[t - (n+k)T_п - \tau_{з2}] = u_2[t - (n+k)T_п],$$

перепишем (2) в виде

$$\dot{U}_{см2}(t) = U_2 e^{\pm j\omega_д t} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u_2[t - (n+k)T_п]e^{j(\varphi_n - \varphi_{n+k})}. \qquad (3)$$

В рассматриваемом случае для сравнения сигналов не будем учитывать изменение уровня сигнала в зависимости от дальности, тогда сигналы $u_1(t-nT_{\text{п}})$ и $u_2[t-(n+k)T_{\text{п}}]$ в формулах (1) и (3) будут иметь одинаковые длительность и амплитуду U_0.

Величина $\varphi_{nk}=\varphi_n-\varphi_{n+k}$ может принимать независимые случайные дискретные значения 0, $+\pi$, $-\pi$.

Обоснование спектральных характеристик

На основании выбранного представления сигналов, легко показать, что математическое ожидание и дисперсия амплитуды импульсов $u_2(t)e^{j\varphi_{nk}}$ соответственно будут равны

$$M[\,u_2e^{j\varphi_{nk}}\,]=0,\qquad D[\,u_2e^{j\varphi_{nk}}\,]=M[u_2^2(t)]=u_2^2. \tag{4}$$

Для последовательности импульсов $U_1(t)$ (1) математическое ожидание и дисперсия амплитуды импульсов соответственно равны

$$M[\,u_1\,]=u_1,\qquad D[\,u_1\,]=0. \tag{5}$$

Переходя от аналитического сигнала к физическому, из (1) и (3) получим

$$U_{\text{см}1}(t)=U_1\cos\omega_{\text{д}}t\sum_{n=-\infty}^{n=\infty}u_1(t-nT_{\text{п}}), \tag{6}$$

$$U_{\text{см}2}(t)=U_2\cos\omega_{\text{д}}t\sum_{n=-\infty}^{n=\infty}u_2[t-(n+k)T_{\text{п}}]\cos\varphi_{nk}\,. \tag{7}$$

Выражение (7) можно переписать в виде

$$U_{\text{см}2}(t)=U_2\cos\omega_{\text{д}}t\sum_{n=-\infty}^{n=\infty}u_2[t-(n+k)T_{\text{п}}]\,sign(\cos\varphi_{nk}), \tag{8}$$

где $sign(\cos\varphi_{nk})=\mp1$ – знаковая функция, принимающая в каждом периоде повторения импульсов одно из двух случайных независимых равновероятных значений +1 или –1.

Из (6) следует, что сигнал из первого дистанционного строба представляет в рассматриваемом случае детерминированную периодическую с периодом $T_{\text{п}}$ последовательность импульсов длительностью τ_0, промодулированную по амплитуде доплеровским сигналом.

Сигнал из произвольного (кроме первого) дистанционного строба (7) представляет собой случайную последовательность импульсов длительностью τ_0, промодулированную по амплитуде доплеровским сигналом.

Спектральные плотности последовательностей импульсов $u_1(t-nT_{\text{п}})$ и $u_2[t-(n+k)T_{\text{п}}]$ при могут быть получены на основе теории случайных импульсных процессов с детерминированными тактовыми интервалами, для которых на основании

[7, с.630] двухсторонний энергетический спектр, при некоррелированных между собой амплитудах импульсов, имеет следующий вид

$$S^*(\omega)=\frac{2\tau_0^2}{T_{\text{п}}}|g(\omega\tau_0|^2\ [\sigma^2+\frac{2\pi}{T_{\text{п}}}a^2\sum_{r=-\infty}^{r=\infty}\delta(\omega-\frac{2\pi}{T_{\text{п}}}r)], \qquad (9)$$

где: τ_0 – длительность импульса; $T_{\text{п}}$ – период повторения; $|g(\omega\tau_0)|$ – модуль спектральной плотности импульса; σ^2 – дисперсия амплитуды импульса; a – математическое ожидание амплитуды импульса; $\delta(\omega)$ – дельта функция.

Гармонический сигнал с амплитудой U_0 и частотой $\omega_{\text{д}}$ имеет спектральную плотность амплитуд

$$S_{\text{г}}(j\omega)=U_0\pi\delta(\omega+\omega_{\text{д}})+U_0\pi\delta(\omega-\omega_{\text{д}}). \qquad (10)$$

Автокорреляционная функция (АКФ) гармонического сигнала имеет вид

$$C_{\text{г}}(\tau)=\frac{U_0^2}{2}\cos(\omega_{\text{д}}\tau).$$

Энергетический спектр гармонического сигнала связан с АКФ преобразованием Фурье, поэтому на основании (10) можно записать

$$S_{\text{г}}^*(\omega)=\frac{\pi U_0^2}{2}\delta(\omega+\omega_{\text{д}})+\frac{\pi U_0^2}{2}\delta(\omega-\omega_{\text{д}}). \qquad (11)$$

Детерминированная периодическая последовательность прямоугольных импульсов с периодом $T_{\text{п}}$, длительностью τ_0, некоррелированными амплитудами и нулевым средним $u_n(t)=\sum_{i=-\infty}^{i=\infty}u_i(t)$ на основании (9) имеет двухсторонний энергетический спектр

$$S_n^*(\omega)=\frac{2\tau_0^2}{T_п}\frac{\sin^2(\frac{\omega\tau_0}{2})}{(\frac{\omega\tau_0}{2})^2}\frac{2\pi}{T_п}a^2\sum_{r=-\infty}^{r=\infty}\delta(\omega-\frac{2\pi}{T_п}r).$$

При модуляции импульсной последовательности $u_n(t)=\sum_{i=-\infty}^{i=\infty}u_i(t)$ гармоническим сигналом энергетический спектр результирующего сигнала $Z_1(t)=u_г(e)u_n(t)$ будет

$$S_{z1}^*(\omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_г^*(\nu)S_n^*(\omega-\nu)d\nu. \qquad (12)$$

Тогда на основании фильтрующего свойства дельта – функции получим

$$S_{z1}^*(\omega)=\frac{\tau_0^2U_0^2a^2}{T_п^2}\frac{\sin^2[\frac{(\omega-\omega_д)\tau_0}{2}]}{[\frac{(\omega-\omega_д)\tau_0}{2}]^2}[\sum_{r=-\infty}^{r=\infty}\delta(\omega-\omega_д-\frac{2\pi}{T_n}r)+\sum_{r=-\infty}^{r=\infty}\delta(\omega+\omega_д-\frac{2\pi}{T_п}r)].$$

При $(\omega-\omega_д)\tau_0<<1$ выражение примет вид

$$S_{z1}^*(\omega)=\frac{\pi\tau_0^2U_0^2a^2}{T_п^2}[\sum_{r=-\infty}^{r=\infty}\delta(\omega-\omega_д-\frac{2\pi}{T_п}r)+\sum_{r=-\infty}^{r=\infty}\delta(\omega+\omega_д-\frac{2\pi}{T_п}r)].$$

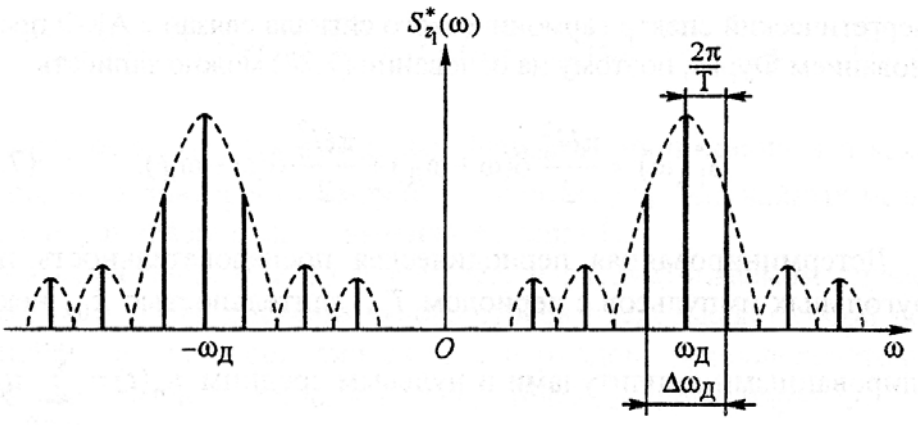


Рис. 2. Энергетический спектр $S_{z1}^*(\omega)$

Вид энергетического спектра $S^{*}_{z1}(\omega)$ приведен на рисунке 2. В сравнительно узкой полосе доплеровских частот $\Delta\omega_{д}$ односторонний энергетический спектр последовательности $Z_1(t)$ можно представить в виде

$$S_{z1}^{*}(\omega)=\frac{2\pi\tau_0^2 U_0^2 a^2}{T_{п}^2}\delta(\omega-\omega_{д}). \qquad (13)$$

На основании (5) и (13) при $u_1=1$ односторонний энергетический спектр последовательности на выходе смесителя (6) в рассматриваемом случае будет равен

$$S_{см1}^{*}(\omega)=\frac{2\pi\tau_0^2 U_1^2}{T_{п}^2}\delta(\omega-\omega_{д}). \qquad (14)$$

Для случайной периодической импульсной последовательности прямоугольных импульсов с периодом $T_{п}$, длительностью τ_0, некоррелированными амплитудами и нулевым средним на основании (9) двухсторонний энергетический спектр имеет вид

$$S_{2}^{*}(\omega)=\frac{2\tau_0^2\sigma^2}{T_{п}}\frac{\sin^2(\frac{\omega\tau_0}{2})}{(\frac{\omega\tau_0}{2})^2}. \qquad (15)$$

Двухсторонний энергетический спектр случайной импульсной последовательности (8) на основании (9), (12), (15) будет иметь вид

$$S_{z2}^{*}(\omega)=\frac{\tau_0^2 U_0^2\sigma_1^2}{2T_{п}}\left[\frac{\sin^2[\frac{(\omega-\omega_{д})\tau_0}{2}]}{[\frac{(\omega-\omega_{д})\tau_0}{2}]^2}+\frac{\sin^2[\frac{(\omega+\omega_{д})\tau_0}{2}]}{[\frac{(\omega+\omega_{д})\tau_0}{2}]^2}\right].$$

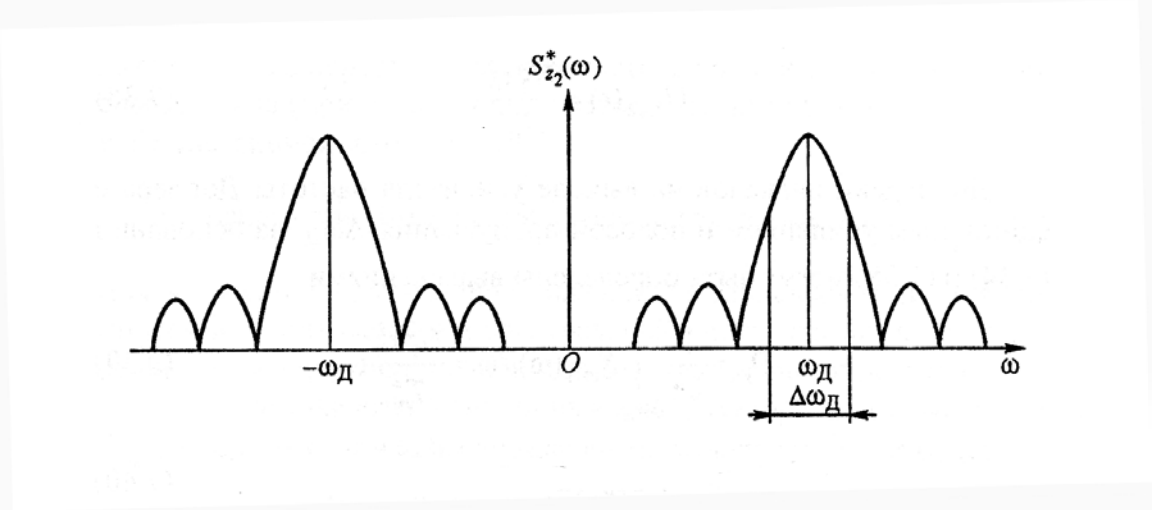


Рис. 3. Энергетический спектр $S^*_{z2}(\omega)$

Вид энергетического спектра $S^*_{z2}(\omega)$ приведен на рисунке3. В сравнительно узкой полосе доплеровских частот $\Delta\omega_д$ односторонний энергетический спектр последовательности $Z_2(t)$ можно представить в виде

$$S_{z2}(\omega)=\frac{U_0^2\tau_0^2\sigma^2}{T_п} \quad .$$

Односторонний энергетический спектр последовательности $U_{см2}(t)$ (8) при u_2=1 будет постоянным в полосе доплеровских частот

$$S_{см2}(\omega)=\frac{U_2^2\tau_0^2}{T_п} \quad . \qquad (16)$$

Дисперсии сигналов на выходе усилителя доплеровской частоты (УДЧ) с единичным усилением и полосой пропускания $\Delta\omega_д$ на основании (14) и (16) могут быть определены по выражениям

$$D_1=\frac{1}{2\pi}\int_{\Delta\omega_д} S_{см1}(\omega)d\omega=\frac{U_1^2\tau_0^2}{T_п^2}, \qquad (17)$$

$$D_2=\frac{1}{2\pi}\int_{\Delta\omega_д} S_{см2}(\omega)d\omega=\frac{U_2^2\tau_0^2}{2\pi T_п}\Delta\omega_д. \qquad (18)$$

Из (14) и (17) следует, что при получении сигнала из первого дистанционного строба в рассматриваемом случае на выходе УДЧ будет присутствовать гармонический сигнал с амплитудой

$$U_{д1} = \sqrt{2}\frac{U_1 \tau_0}{T_п} \ . \qquad (19)$$

Тогда отношение сигнал / шум по напряжению амплитуды сигнала из первого дистанционного строба к среднему квадратическому значению шума, полученного при отражении от того же объекта из произвольного, кроме первого, дистанционного строба без учета затухания сигнала в функции от дальности на основании (17) - (19) будет

$$a_1 = \frac{U_{д1}}{\sqrt{D_2}} = \sqrt{\frac{4\pi}{T_п \Delta\omega_д}} \ .$$

Например, при $\Delta\omega_д = 2\pi 10^5$ 1/с и $T_п = 10^{-7}$с a_1=14.1 или $a_1[дБ]$=23 дБ.

При этом относительная ширина полосы энергетического спектра сигнала из произвольного, кроме первого, дистанционного строба будет больше единицы.

Для оценки отношений сигнал / помеха на выходе энергетического канала импульсно–доплеровской системы рассмотрим задачу преобразования гармонического сигнала (из первого дистанционного строба) и случайного полосового шума (при отражении от источника, находящегося вне первого дистанционного строба).

На основании [7] при отношении сигнал/помеха $X = \frac{U_{д1}^2}{2\sigma_ш^2} > 2$ можно воспользоваться приближенными зависимостями для постоянной составляющей и спектральной плотности шума на выходе линейного двухполупериодного безынерционного детектора.

Для гармонического сигнала на входе детектора с амплитудой $U_{д1}$ среднее значение напряжения на выходе детектора будет

$$U_{=1} = \frac{2U_{д1}}{\pi}. \qquad (20)$$

Если сигнал принимается из произвольного дистанционного строба (шумовой процесс), среднее значение напряжения на выходе линейного детектора будет

$$U_{=2} = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\sigma_{ш2}, \qquad (21)$$

где $\sigma_{ш2} = \sqrt{D_2}$ – среднее квадратическое значение шума на выходе усилителя доплеровской частоты (входе детектора).

Тогда отношение постоянной составляющей сигнала из первого дистанционного строба на выходе линейного детектора к постоянной составляющей сигнала, полученного при отражении от того же объекта из произвольного, кроме первого, дистанционного строба без учета затухания сигнала в функции от дальности на основании (17) - (19), (20) и (21) будет

$$a_2 = \frac{U_{=1}}{U_{=2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{T_п \Delta\omega_д}}.$$

Например, при $\Delta\omega_д = 2\pi 10^5$ 1/с и $T_п = 10^{-7}$ с $a_2 = 11.2$, то есть около *20* дБ.

При этом относительная ширина полосы энергетического спектра сигнала из произвольного (кроме первого) дистанционного строба будет больше единицы.

Инерционная цепь на выходе детектора имеет эффективную полосу

$$\Delta\omega_н = \frac{\pi}{2\tau_н}, \qquad (22)$$

где $\tau_н = RC$ – постоянная времени инерционной цепи на выходе линейного детектора.

На основании того, что $\Delta\omega_д >> \Delta\omega_н$ дисперсия шума на выходе инерционной цепи на основании (18) и (22) может быть представлена в виде

$$D^{н}_{ш2} = S(0)\Delta\omega_н = \frac{S_0}{2\tau_н}. \qquad (23)$$

Тогда, учитывая, что $S_0 = \frac{\sigma^2_{ш2}}{\Delta\omega_д}$, среднее квадратическое значение шума на выходе инерционного детектора с учетом (23) будет

$$\sigma^{н}_{ш2} = \sqrt{\frac{S_0}{2\tau_н}} = \sqrt{\frac{\sigma^2_{ш2}}{\Delta\omega_д 2\tau_н}} = \frac{U_2\tau_0}{2\sqrt{\pi T_п \tau_н}}. \qquad (24)$$

Используя (18) и (21) и (24) получим отношение сигнал / шум на выходе инерционного детектора при воздействии помехи от объекта из произвольного, кроме первого, дистанционного строба

$$a_3 = 2\sqrt{\frac{\Delta\omega_д \tau_н}{\pi}}.$$

При $\Delta\omega_д = 2\pi 10^5$ 1/с и $\tau_н = RC = 2 \cdot 10^{-3}$ с $a_2 = 40$, то есть около 32 дБ.

Заключение

При применении синхронной манипуляции фазы несущей в передающем и приемном каналах в когерентных импульсно–доплеровских в АИС БЛ и получении сигнала от точечного объекта из первого дистанционного строба в рассматриваемом случае на выходе УДЧ будет присутствовать гармонический сигнал. Как показывают результаты экспериментальных исследований [5] относительная ширина полосы доплеровского сигнала в АИС по реальным объектам $\lambda_с < 0.3$. При этом относительная ширина полосы энергетического спектра доплеровского сигнала даже от точечного отражателя из произвольного, кроме первого, дистанционного строба будет больше единицы.

Тогда применение регрессионного тракта распознавания доплеровских сигналов по относительной ширине полосы энергетического спектра входных реализаций [5, 97-111], обрабатывающего интервалы между нулями, позволит сформировать непереодическую ФС и обнаруживать узкополосный доплеровский сигнал с $\lambda_с < 0.3$ на фоне широкополосной помехи с $\lambda_п > 1$ до отношений сигнал/помеха в полосе Доплера, равных единице.

Кроме того, как показано выше, применение случайной манипуляции фазы сигнала обеспечивает выигрыш более 20 дБ в отношении сигнал/шум амплитуды сигнала из первого дистанционного строба к среднему квадратическому значению шума, полученного при отражении от того же объекта из произвольного, кроме первого, дистанционного строба без учета затухания сигнала в функции от дальности, что позволит улучшить рабочие характеристики АИС при работе по малоконтрастным объектам.

Список литературы

1. Борзов А.Б., Лихоеденко К.П., Лобанов Б.С., Муратов И.В., Павлов Г.Л., Сучков В.Б., Хохлов В.К. Вопросы моделирования автономных информационных систем ближней локации. М.: ООО Ниц «Инженер», ООО «Онико-М», 2010. С. 17-196.

2. Chadwick A. Superresolution for high-frequency radar // IET Radar, Sonar & Navigation. 2007. Vol. 1, is. 6. P. 431-436. DOI: 10.1049/iet-rsn:20060176

3. Zhou Daolin, Huang Yulin, Yang Jianyu. Radar angular superresolution algorithm based on Bayesian approach // 2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing (ICSP). 2010. P. 1894-1897. DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5656862

4. Qadir S.G., Yangyu Fan. Two-Dimensional Superresolution Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging Using Hybridized SVSV Algorithm // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61, is. 2. P. 1012-1015. DOI: 10.1109/TAP.2012.2224832

5. Хохлов В.К., Павлов Г.Л. Формирование функций селекции когерентно-импульсных радиовзрывателей с частотной модуляцией несущей // Оборонная техника. 2000. № 1-2. С. 72-75.

6. Хохлов В.К., Борзов А.Б., Павлов Г.Л., Бумагин А.В. Когерентно-импульсный радиолокатор: пат. 2230338 Российская Федерация. 2004. Бюл. № 16. С. 15-25.

7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3 кн. Кн. 1. М.: Советское радио, 1974. 552 с.

SCIENTIFIC PERIODICAL OF THE BAUMAN MSTU
SCIENCE and EDUCATION
EL № FS77 - 48211. №0421200025. ISSN 1994-0408
electronic scientific and technical journal

Forming the Selection Functions in the Pulse Doppler Radar Information Systems with Random Signal Phase-shift Keying

 # 02, February 2014
DOI: 10.7463/0214.0687918

V.K. Hohlov, K.P. Likhoedenko

Bauman Moscow State Technical University, 105005, Moscow, Russian Federation
khokhlov2010@yandex.ru
wave@sm.bmstu.ru

The article presents a method to form the non-periodic selection functions in the short-range coherent pulse Doppler radar information systems with random signal phase-shift keying (manipulation) in transmitting and heterodyne channels. It studies statistical characteristics of Doppler signals received when reflecting from the point object that is located inside the first and arbitrary remote strobes at synchronized random carrier phase-shift keying in transmitting and heterodyne channels. The article shows an expansion of the relative bandwidth of energy spectrum of a Doppler signal received after reflecting from the point object from an arbitrary remote strobe, except for the first one. To form a non-periodic selection function is possible via the recognition method for the Doppler signal implementations using the relative bandwidth of energy spectrum and via the application of a regression tract to process intervals between zeroes of implementations.

Publications with keywords: relative width of the band, phase manipulation, remote strobe, selection function, regression path of recognition of signals
Publications with words: relative width of the band, phase manipulation, remote strobe, selection function, regression path of recognition of signals

References

1. Borzov A.B., Likhoedenko K.P., Lobanov B.S., Muratov I.V., Pavlov G.L., Suchkov V.B., Khokhlov V.K. *Voprosy modelirovaniya avtonomnykh informatsionnykh sistem blizhney lokatsii* [Questions of modeling of autonomous information systems of near locations]. Moscow, Publishing center “Inzhener”, Publ. “Oniko-M”, 2010, pp. 17-196.

2. Chadwick A. Superresolution for high-frequency radar. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2007, vol. 1, is. 6, pp. 431-436. DOI: 10.1049/iet-rsn:20060176

3. Zhou Daolin, Huang Yulin, Yang Jianyu. Radar angular superresolution algorithm based on Bayesian approach. *2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing (ICSP)*, 2010, pp. 1894-1897. DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5656862

4. Qadir S.G., Yangyu Fan. Two-Dimensional Superresolution Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging Using Hybridized SVSV Algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, vol. 61, is. 2, pp. 1012-1015. DOI: 10.1109/TAP.2012.2224832

5. Khokhlov V.K., Pavlov G.L. Formirovanie funktsiy selektsii kogerentno-impul'snykh radiovzryvateley s chastotnoy modulyatsiey nesushchey [Formation of functions of selection of coherently-pulse radio controlled fuses with frequency modulation of the carrier]. *Oboronnaya tekhnika*, 2000, no. 1-2, pp. 72-75.

6. Khokhlov V.K., Borzov A.B., Pavlov G.L., Bumagin A.V. *Kogerentno-impul'snyy radiolokator* [Coherent pulse radar]. Patent RF, no. 2230338, 2004.

7. Levin B.R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki. V 3 kn. Kn. 1* [Theoretical fundamentals of statistical radio engineering. In 3 books. Book 1]. Moscow, Sovetskoe radio, 1974. 552 p.