

СПОСОБЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВЕРОЯТНОСТИ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ

Елагина К.А., инженер-электроник АО «НПО НИИИП-НЗуК», e-mail: ksenia_elagina@mail.ru.

THE METHODS OF THE DETECTION OF LINEAR FREQUENCY SIGNAL AND NONLINEAR FREQUENCY SIGNAL WITH STABILIZATION FALSE DETECTION PROBABILITY

Elagina K.A.

The algorithm with processing of linear frequency signal in two channels, using division by estimation of the powers of the noise and side lobes is suggested in the article. The efficiency of a linear frequency signal detector with two channels is compared with the efficiency of a multichannel nonlinear frequency signal detector with division by estimation of the powers of the noise at presence of the free number signal at the input filter in range of the Doppler frequencies.

Key words: weighting, linear frequency signal, nonlinear frequency signal, losses of the detection, false detection probability, side lobes, normalization, double-channel processing, running by length window, censoration.

Ключевые слова весовая обработка, ЛЧМ-сигнал, НЧМ-сигнал, потери обнаружения, вероятность ложной тревоги, боковые лепестки, нормировка, двухканальная обработка, скользящее по дальности окно, цензурирование.

Введение

В радиолокации традиционно используют сложные сигналы с последующим сжатием при их приёме. При обнаружении сигналов нескольких целей с разной эффективной площадью рассеяния (ЭПР), расстояние между которыми не превышает длительности зондирующего сигнала, уровень боковых лепестков (УБЛ) сжатых сигналов от цели с большой ЭПР на выходе согласованного фильтра (СФ) может превышать уровень сигнала от малоразмерной цели и существенно затруднять обнаружение последней.

Для снижения УБЛ сигналов используют весовую обработку (ВО) принятых сигналов, однако при этом возникают потери обнаружения [1, 2, 3], равные 1-2 дБ. Сигналы с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ) не требуют применения ВО для уменьшения боковых лепестков (БЛ), при этом можно избежать потерь обнаружения.

В опубликованных работах [4, 5, 6], посвящённых НЧМ-сигналам, исследования проводились по уменьшению УБЛ сжатого сигнала, однако детальный анализ эффективности обнаружителей НЧМ-сигналов с низким УБЛ при осуществлении стабилизации ВЛТ по БЛ не проводился и автору не известен. Также необходимо принимать во внимание большую зависимость формы сжатого НЧМ-сигнала от доплеровского смещения [1], чем для сигналов с ЛЧМ, что также делает обязательным исследование эффективности обнаружителей НЧМ-сигналов с учётом их многоканального по доплеровской частоте построения, а также проведение сравнения со случаем обнаружения ЛЧМ-сигнала. Поэтому

Сравниваются в широком диапазоне доплеровских частот эффективность обнаружителя синтезированного сигнала с нелинейной частотной модуляцией и с многоканальным согласованным фильтром и обнаружителя сигнала с линейной частотной модуляцией и с двумя каналами весовой обработки. В обоих обнаружителях для стабилизации вероятности ложной тревоги по боковым лепесткам сжатого сигнала применяется нормировка мощности сигнала к оценке средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Оценивается сложность реализации многоканального согласованного фильтра.

исследование вопроса эффективности обнаружителей ЛЧМ- и НЧМ-сигналов со стабилизацией ВЛТ по БЛ является актуальным.

Для решения задачи уменьшения потерь, вызванных ВО, при одновременном снижении влияния УБЛ мощных сигналов на обнаружение сигналов от малоразмерных целей:

1) разработать алгоритм, в котором ВО будет включаться только при наличии 2-х и более сигналов на входе СФ. Определить потери обнаружения при воздействии 1-го, 2-х и более сигналов на входе СФ;

2) вместо ЛЧМ-сигналов синтезировать НЧМ-сигналы, обеспечивающие низкий УБЛ. Определить потери обнаружения при воздействии 1-го, 2-х и более НЧМ-сигналов на входе СФ. С учётом необходимости обнаружения сигналов в широком диапазоне доплеровских частот разработать алгоритм с многоканальным по доплеровской частоте СФ, определить зависимость потерь от частоты Доплера. Оценить сложность реализации многоканального СФ.

Теоретическая часть

В системах цифровой обработки сигналов аналоговые сигналы переводятся в цифровую форму, подвергаясь дискретизации и квантованию по уровню. Выбор разрядности цифровой информации имеет первосте-

пенное значение. Например, от разрядности может значительно варьироваться УБЛ сжатого сигнала. При использовании большего числа разрядов цифрового слова и высокой частоты дискретизации УБЛ можно приблизить к аналоговому прототипу. Поэтому разрядная сетка выбирается разработчиком, исходя из решаемых задач. В связи с этим при дальнейшем изложении материала учитывалась только дискретизация сигнала, квантование по уровню не применялось.

Временное положение пикового значения огибающей сжатого сигнала может не совпадать с моментами взятия отсчетов, что приводит к потерям при обнаружении сигналов. Для повышения точности оценки временного положения сигнала необходимо использовать высокую частоту дискретизации, что на практике для снижения требований к аппаратуре часто не применяется. Поэтому часто встречаемой на практике ситуацией является применение АЦП с низкой частотой дискретизации.

Стабилизация вероятности ложной тревоги

Поскольку дальность до объекта, от которого пришёл эхо-сигнал, пропорциональна времени, то каждое временное положение отсчёта огибающей сжатого сигнала, соответствующее дальности, в радиолокации принято называть *дискретой по дальности*.

Для осуществления стабилизации вероятности ложной тревоги (ВЛТ) независимо от вида зондирующего сигнала традиционно применяется два подхода:

- нормирование мощности сигнала в проверяемой на наличие цели дискрете по дальности к средней мощности сигнала, полученной в скользящем по дальности окне из отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала, расположенном симметрично относительно проверяемой дискреты;

- регулировка порога обнаружения по числу ложных отметок за фиксированный интервал времени.

Нормирование

Известен способ обнаружения сигналов со стабилизацией вероятности ложной тревоги [7], в котором выделяют квадрат огибающей сжатого сигнала, в скользящем по дальности окне, расположенном симметрично относительно проверяемой на наличие цели дискреты по дальности, находят среднее значение мощности сжатого сигнала без учёта мощности центрального отсчёта. Решение о наличии цели выносится в том случае, если отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала в проверяемой на наличие цели дискрете по дальности, нормированный к полученной в её окрестности оценке средней мощности сжатого сигнала, превышает порог обнаружения.

Недостаток данного способа обнаружения сигналов со стабилизацией ВЛТ заключается в больших потерях обнаружения при попадании в скользящее по дальности окно других сигналов, а также в больших потерях из-за высокого уровня боковых лепестков сжатого сигнала на выходе фильтра сжатия с равномерной весовой функцией (без ВО) при обнаружении слабого сигнала, частично перекрываемого более сильным сигналом.

Регулировка порога по числу ложных отметок

Способ стабилизации вероятности ложной тревоги [8] основан на двухканальной обработке радиолокационного сигнала, согласно которому принятый радиолокационный сигнал сжимают в канале с ограничением, каждый отсчёт огибающей сжатого сигнала сравнивают с порогом обнаружения, а также одновременно сжимают сигнал в линейном канале при условии, что его мощность не превысила допустимое значение, устанавливаемое ниже мощности принятых сигналов, которые без сжатия могут превысить порог обнаружения линейного канала. Отсчёт огибающей сжатого сигнала сравнивают с порогом обнаружения линейного канала и принимают решение об обнаружении цели, если отсчёт сжатого сигнала в проверяемой на наличие цели дискрете по дальности превысил порог обнаружения хотя бы в одном из каналов.

В канале с фильтром сжатия без ВО при обнаружении слабого сигнала, частично перекрываемого более сильным сигналом с высоким УБЛ, будут иметь место большие потери обнаружения, так как селекция по допустимому уровню исключает прохождение принятого мощного сигнала и части слабого сигнала для их дальнейшего сжатия. Другой недостаток заключается в большом времени установки допустимого уровня, т.к. его регулировка осуществляется до тех пор, пока не будет выполняться заданный уровень ВЛТ.

Двухканальный обнаружитель сигналов

Предлагаемое устройство обнаружения (обнаружитель) сигналов, соответствующее способу обнаружения со стабилизацией ВЛТ, лишено названных недостатков и состоит из каналов без ВО и с ВО. Решение о том, что сигнал присутствует в проверяемой на наличие цели дискрете по дальности, выносится в том случае, если хотя бы в одном из каналов отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала, нормированный к оценке средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, симметрично расположенном относительно проверяемой на наличие цели дискреты по дальности, превысит порог обнаружения. Алгоритм обнаружения в одноимпульсной процедуре имеет вид:

$$U_{out_n} = \begin{cases} 1, & \frac{U_n^2(WO)}{\hat{P}_{uu}(WO)} > C \cup \frac{U_n^2(\overline{WO})}{\hat{P}_{uu}} > C, \\ 0 & \end{cases} \quad (1)$$

где $U_n^2(WO)$, $U_n^2(\overline{WO})$ – n -й отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала с ВО и без ВО (равномерная ВО) соответственно, $C = N \cdot ((F_{it} / 2)^{-1/N} - 1)$ – порог обнаружения, соответствующий заданной вероятности ложной тревоги F_{it} и зависящий от числа отсчётов огибающей сжатого сигнала N в скользящем по дальности окне,

$$\hat{P}_{uu} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=-N/2, \neq n}^{n+N/2} U_{n_{cens}}^2(\overline{WO}),$$

– оценки средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне в кана-

$$\hat{P}_{uu}(WO) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=-N/2, \neq n}^{n+N/2} U_{n_{cens}}^2(WO)$$

лах без ВО и с ВО, $U_{n_{\text{снс}}}^2(\overline{WO})$, $U_{n_{\text{снс}}}^2(WO)$ – n -й отсчёт квадрата огибающей сжатого сигнала после цензурирования, принадлежащий скользящему по дальности окну, в канале без ВО и в канале с ВО соответственно.

Для оценки средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне отсчёты главных лепестков (ГЛ) сигналов исключаются [9] из отсчётов окна с помощью операции цензурирования [10], за счет этого в оценку входят только отсчёты шума и отсчёты БЛ сигналов. При этом средняя мощность БЛ после нормировки равна 1. Способ цензурирования ГЛ, применяемый при моделировании, приведён ниже.

Цензурирование

Для осуществления цензурирования (исключения) отсчётов ГЛ сжатых сигналов из отсчётов скользящих по дальности окон все отсчёты квадрата огибающей $|x|^2$ соответствующего канала, принадлежащие скользящему по дальности окну, выстраиваются в вариационный ряд. На наличие отсчётов ГЛ сжатых сигналов в выборке из N – отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала в скользящем по дальности окне проверяется N^* – наибольших величин вариационного ряда $t^{(r)}$:

$$k \cdot t^{(r)} > t^{(N-N^*)}, r = N, \dots, N - N^* + 1, t = |x|^2,$$

где $t^{(r)}$ – r -я порядковая статистика в выборке из N отсчётов квадрата огибающей сжатого сигнала в скользящем по дальности окне, коэффициент k выбирается для заданной вероятности ложного цензурирования (исключения) отсчёта шума из стационарного шумового процесса на один элемент скользящего по дальности окна из N отсчётов огибающей сигнала на выходе СФ, N^* – максимальное число отсчётов ГЛ сжатых сигналов, попавших в скользящее по дальности окно, которое задаётся при расчёте коэффициента k . Если взвешенная коэффициентом $k \cdot r$ -я порядковая статистика $k \cdot t^{(r)}$ меньше $(N - N^*)$ – порядковой статистики $t^{(N-N^*)}$, то она используется для получения оценки средней мощности сжатого сигнала с скользящим по дальности окне. В противном случае она заменяется предыдущей $(r - 1)$ -й порядковой статистикой этого же окна, прошедшей проверку.

Структурная схема предложенного двухканального обнаружения показана на рис. 1.

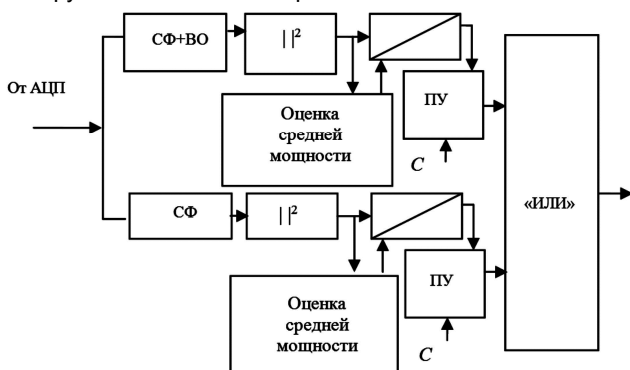


Рис. 1. Структурная схема двухканального обнаружителя

Далее эффективность двухканального обнаружителя определяется на примере ЛЧМ-сигнала.

Таким образом, для стабилизации ВЛТ выбран способ нормирования мощности сигнала к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, не требующий длительной процедуры адаптации порога обнаружения.

Обнаружитель НЧМ-сигнала с многоканальным согласованным фильтром

Закон изменения мгновенной частоты сигнала с НЧМ от времени, полученный в [11], путём подбора коэффициентов по критерию минимума УБЛ при равенстве ширины ГЛ сжатых НЧМ-сигнала и ЛЧМ-сигнала с ВО по Хэммингу с пьедесталом 0,08, имеет вид:

$$f(t) = \frac{W \cdot \left(\left(\frac{t}{T} - 0,5 \right) + k_1 \cdot \text{tg} \left(k_2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{t}{T} - 0,5 \right) \right) \right)}{1 + 2 \cdot k_1 \cdot \text{tg} (0,5 \cdot k_2 \cdot \pi)}, \quad (2)$$

где W – девиация, T – длительность сигнала, $k_1 = 0,105$; $k_2 = 0,91$ – коэффициенты нелинейности ЧМ. Для сигналов с параметрами, отличными от рассматриваемых ниже, уточняются путём моделирования.

При обработке ЛЧМ-сигналов и НЧМ-сигналов СФ оптимален только для сигналов, являющихся точной копией переданного сигнала. При доплеровском сдвиге входных сигналов происходит уменьшение величины пикового значения и изменение временного положения сжатого сигнала.

Для обнаружителей НЧМ-сигналов со стабилизацией ВЛТ применяются те же принципы построения, что и для обнаружителей ЛЧМ-сигналов, при этом необходимым является применение многоканального согласованного фильтра (МСФ). Для уменьшения потерь обнаружения при СФ НЧМ-сигнала с неизвестной доплеровской частотой будем применять МСФ с объединением каналов 2 способами.

Для первого способа будем использовать блок максимального отбора (MAX) с последующим нормированием отобранного максимального отсчёта квадрата огибающей с каналов СФ к средней мощности сигнала соответствующего канала в скользящем по дальности окне, для второго в каждом канале будем использовать нормирование отсчётов квадратов огибающих к соответствующим оценкам средней мощности сигналов в скользящих по дальности окнах, сравнение полученных нормированных отсчётов квадратов огибающих с порогом обнаружения в пороговых устройствах (ПУ) и объединение выходов пороговых устройств по «ИЛИ» (OR).

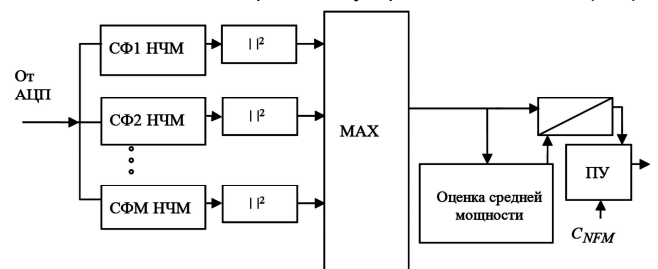


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя НЧМ-сигнала с МСФ

Структурные схемы обнаружителей НЧМ-сигналов с двумя способами объединения каналов СФ показаны на рис. 2 и рис. 3.

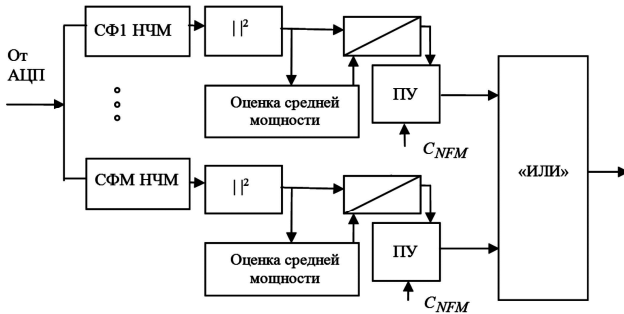


Рис. 3. Структурная схема обнаружителя НЧМ-сигнала с МФ

Результаты моделирования

Приведённые в работе численные результаты получены путём статистического моделирования в программе MATLAB.

Аналитически эффективность обнаружителей со стабилизацией ВЛТ при наличии близкорасположенных по дальности сигналов (т.е. перекрывающихся во времени) оценить не удаётся, поэтому анализ эффективности проводится по величине потерь обнаружения, которые показывают, на сколько должно быть увеличено отношение «сигнал/шум» (ОСШ), чтобы вероятность обнаружения сигнала в рассмотренных обнаружителях была равна 0,5 и равнялась вероятности обнаружения сигнала в обнаружителе без стабилизации ВЛТ по БЛ. Таким образом, потери обнаружения являются платой за возможность осуществления стабилизации ВЛТ по БЛ.

В качестве зондирующего сигнала был выбран сигнал с базой 50 и АЦП с низкой частотой дискретизации: $T = 20$ мкс, $W = 2,5$ МГц, частота дискретизации $f_d = 3$ МГц.

В [6, 11] было получено, что для НЧМ-сигналов с относительно небольшими базами получить низкий УБЛ (например, близкий к -45 дБ) не всегда возможно по сравнению с сигналами с большими базами (например, более 200). При этом результаты моделирования автора показали, что при увеличении длительности сигнала (или его базы) диапазон частот Доплера, в котором применение одноканального СФ НЧМ-сигнала по величине искажений сжатого сигнала (величина пикового значения огибающей, УБЛ) допустимо, сокращается, в этом случае необходимым является применение МФ.

Было установлено, что при рассмотренных параметрах НЧМ-сигнала (УБЛ НЧМ-сигнала при отсутствии доплеровского смещения составил -31 дБ, УБЛ ЛЧМ сигнала с ВО по Хэммингу с пьедесталом 0,08 составил -37 дБ) по УБЛ во всём диапазоне доплеровских частот 0...140 кГц эффективнее использовать МФ с числом каналов не менее 16 (для одного знака доплеровской частоты). Далее с учётом знака частоты будем применять СФ с 32-мя каналами.

Таким образом, выбор сигнала основан на относительно низком УБЛ при отсутствии доплеровского смещения и числе каналов МФ, необходимым при работе

в широком диапазоне частот Доплера, которое по результатам моделирования автора меньше числа каналов МФ для НЧМ-сигналов с большими базами и более низкими УБЛ.

Величина потерь обнаружения при наличии перекрывающихся сигналов зависит от их взаимного расположения, мощности, числа каналов МФ, однако не может быть меньше величины потерь, соответствующей обнаружению одиночного сигнала.

Уменьшение размера окна приводит к резкому росту потерь обнаружения сигнала [12]. Величина потерь при обнаружении одиночного сигнала со стабилизацией ВЛТ (F_{it}) для фиксированного числа отсчётов окна N относительно обнаружителя с бесконечно большим окном (например, из 1000 отсчётов огибающей) аналитически может быть рассчитана по формуле:

$$dL = -10 \cdot \log \left(\frac{\frac{\ln F_{it} - 1}{\ln 0,5}}{\frac{F_{it}^{-1} - 1}{0,5^{-1} - 1}} \right).$$

Для $N = 64$ потери устанавливаются на приемлемом уровне $dL = 0,43$ дБ, что совпадает с результатами моделирования автора и результатами, полученными в [7].

В случае фиксированного числа отсчётов скользящего по дальности окна получено, что при наличии 1-го сигнала (частота Доплера – 0 Гц) на входе СФ потери для обнаружителя (1) относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума, оцененной на участке дальности, на котором сигнал отсутствует, в окне из 64 отсчётов огибающей составляют 0,4 дБ (относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне из того же числа отсчётов – 0,23 дБ).

По результатам моделирования при наличии 1-го сигнала на входе СФ средние в диапазоне частот Доплера -140 кГц...140 кГц потери для обнаружителя с МФ НЧМ-сигнала составляют от 0,6 до 1 дБ в зависимости от числа каналов, для обнаружителя ЛЧМ-сигнала с двумя каналами ВО – 1 дБ.

Кроме доплеровского сдвига частоты на согласованную обработку оказывает влияние временное рассогласование сигнала внутри интервала дискретизации, а также величина полных потерь обнаружения зависит от количества каналов МФ. С учётом этих факторов в [11] были определены полные потери для обнаружителей с МФ НЧМ-сигнала относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО при отсутствии временного сдвига и сдвига по частоте Доплера. В [11] получено, что при обнаружении одиночных сигналов средние по частоте Доплера и по сдвигам внутри интервала дискретизации потери для обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с ВО по сравнению с обнаружителем с МФ не меньше, однако реализация последнего решения сложнее.

Для оценки эффективности обнаружителей с норми-

ровкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне были рассчитаны потери при обнаружении сигнала, перекрываемого во времени другими близкорасположенными по дальности сигналами, которые по отношению к обнаруживаемому сигналу являются помеховыми (при моделировании 1 или 2 сигнала одинаковой мощности располагались слева и справа относительно обнаруживаемого) относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума. Потери рассчитывались как разность между соответствующими величинами пороговых ОСШ, которые считывались с графиков после построения характеристик обнаружения для вероятности обнаружения, равной 0,5:

$$dL = \Psi - \Psi_{\bar{w}\bar{o}} - \text{потери для обнаружителя (ЛЧМ- и}$$

НЧМ-сигнала) со стабилизацией ВЛТ по БЛ,

Ψ – пороговое ОСШ в обнаружителе при применении нормирования к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне;

$\Psi_{\bar{w}\bar{o}}$ – пороговое ОСШ в обнаружителе ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к мощности шума, оцененной на участке дальности, на котором сигнал отсутствует.

При построении характеристик обнаружения для каждого значения мощности обнаруживаемого сигнала от цели и помехового сигнала рассчитывалась вероятность обнаружения как частное числа отметок, полученных при прогонах статистической модели обнаружителя, к числу повторений эксперимента (равнялось 1000).

На рис. 4-6 показаны зависимости указанных выше потерь обнаружения dL от мощности $Ps2$ помехового сигнала на входе СФ (вероятность ложной тревоги по шумам равнялась 10^{-6} , вероятность ложного цензурирования равнялась 10^{-2}).

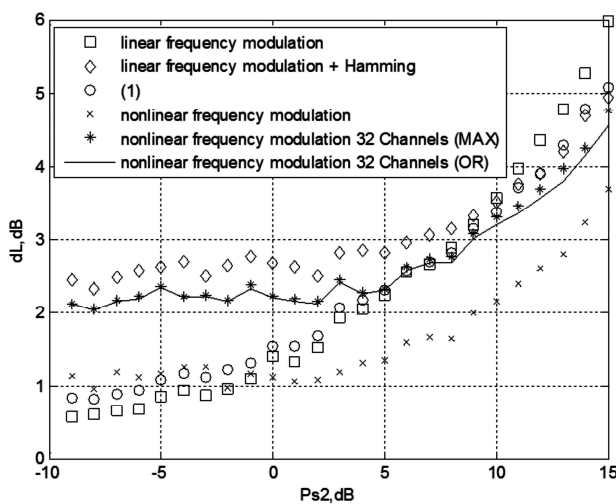


Рис. 4. Потери обнаружения

На входе СФ присутствует 2 сигнала с частотами Доплера 0 Гц, разнесенные во времени на 10 дискрет

Поскольку наибольшее влияние БЛ сигналов, попавших скользящее по дальности окно, на обнаруживаемый сигнал наблюдается при разнесении сигналов во времени не более, чем на половину числа отсчетов сигнала до сжатия, то в качестве временного разнесения сигналов выбраны значения из названного диапазона.

Пороги обнаружения были равны: для обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с ВО, а также для обнаружителя НЧМ-сигнала с одноканальным СФ $C = N \cdot (F_{lt}^{-1/N} - 1)$, для обнаружителя НЧМ-сигнала с многоканальным СФ $C_{NFM} = N \cdot ((F_{lt} / M)^{-1/N} - 1)$.

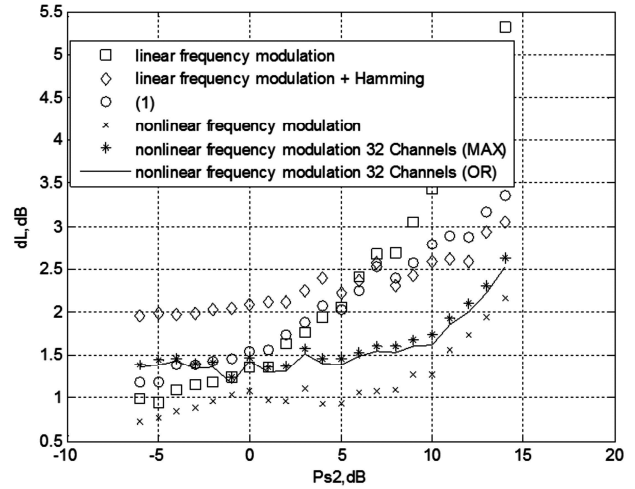


Рис. 5. Потери обнаружения

На входе СФ присутствует 2 сигнала с частотами Доплера 12,5 кГц, разнесенные во времени на 10 дискрет

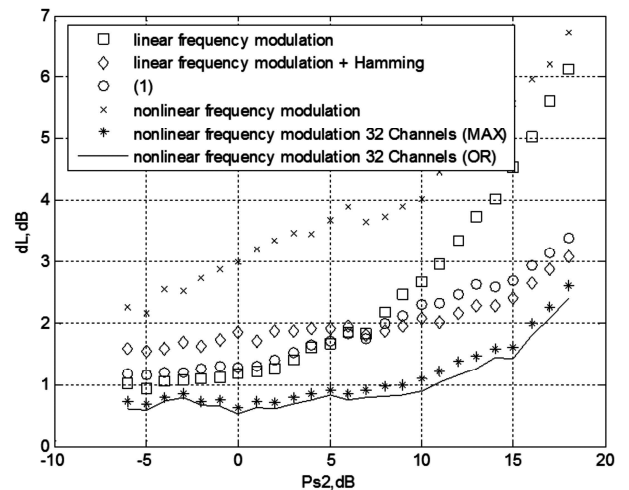


Рис. 6. Потери обнаружения

На входе СФ присутствует 2 сигнала с частотами Доплера 140 кГц, разнесенные во времени на 30 дискрет

По результатам моделирования по величине потерь обнаружения сигнала от цели, перекрываемого во времени сигналами от других целей, принадлежащих с обнаруживаемой целью к одному частотному диапазону, можно сделать следующие выводы.

Для обнаружителей НЧМ-сигнала с МСФ и с двумя разными схемами объединения каналов и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне пороговые сигналы в большинстве случаев одинаковы. Поэтому дальнейшие выводы будут относиться к обнаружителю с первым способом объединения каналов блоком максимального отбора, также данный обнаружитель требует меньшего числа ресурсов для реализации в аппаратуре.

По величине потерь обнаружения для сигналов с частотами Доплера -12,5 кГц...12,5 кГц (аэродинамическая цели, что соответствует частоте РЛС ≈ 3 ГГц и ско-

рости движения до $-625...625$ м/с) наиболее эффективным является применение обнаружителя НЧМ-сигнала с одноканальным СФ и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, при этом имеет место выигрыш до 3,5 дБ относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Обнаружитель НЧМ-сигнала с одним каналом СФ не имеет сложностей для реализации в аппаратуре, поскольку требует только перепроектировки коэффициентов фильтра, согласованного с ЛЧМ-сигналом.

Для целей с частотами Доплера (по модулю) 12,5 кГц...140 кГц (крылатые ракеты, скорость движения до ≈ 7 км/с) по величине потерь обнаружения при произвольном числе сигналов может быть эффективным использование обнаружителя с 32-канальным СФ НЧМ-сигнала и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне, при этом имеет место выигрыш до 4 дБ относительно обнаружителя ЛЧМ-сигнала без ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Однако такой обнаружитель достаточно сложен в реализации.

Обнаружитель ЛЧМ-сигнала с двумя каналами ВО и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне в диапазоне частот Доплера (по модулю) 12,5 кГц...140 кГц может проигрывать до 1 дБ обнаружителю с 32-канальным СФ НЧМ-сигнала и с нормировкой к средней мощности сигнала в скользящем по дальности окне. Введение дополнительного канала ВО в обнаружителе ЛЧМ-сигнала увеличивает аппаратные затраты в 2 раза, но при этом позволяет работать в широком диапазоне доплеровских частот без изменения закона частотной модуляции сигнала, выигрыш от применения обнаружителя ЛЧМ-сигнала с двумя каналами ВО в среднем составляет от 1 дБ до 4 дБ при мощности сигналов на входе СФ до 20 дБ относительно обнаружителя с одним каналом ВО.

Была рассмотрена задача обнаружения сигнала от цели, перекрываемого во времени сигналами от других целей с частотами Доплера, отличными от частоты Доплера сигнала обнаруживаемой цели (12,5 кГц...140 кГц). Получено, что из-за частотного рассогласования в МСФ применение обнаружителя НЧМ-сигнала с МСФ неэффективно.

Заключение

Обнаружитель с одноканальным СФ НЧМ-сигнала может быть эффективен при обнаружении аэродинамических целей в диапазоне частот Доплера 0...12,5 кГц на фоне других аэродинамических целей.

При этом можно получить выигрыш по величине порогового сигнала до 3,5 дБ по отношению к обнаружителю ЛЧМ-сигнала без ВО при наличии 2-х и 3-х перекрывающихся сигналов и мощности помехового сигнала, перекрывающего во времени обнаруживаемый сигнал, не более 15 дБ на входе СФ (30 дБ на выходе СФ), для мощности помехового сигнала на входе СФ 20 дБ из-за недостаточного УБЛ имеют место потери до 2 (2 перекрывающихся сигнала)...4 дБ (3 перекрывающихся сигнала).

Применение обнаружителя НЧМ-сигнала с МСФ во всём диапазоне частот Доплера не является рациональным решением из-за величины дополнительных потерь при обнаружении малоскоростных целей и аппаратным затратам, низкой эффективности

при наложении сигналов с разной доплеровской частотой.

По предварительной информации о типах целей (например, при связи тип цели и величина угла места: малые углы места – местные предметы (МП), аэродинамические цели, большой угол места – крылатые ракеты) предлагается разбить диапазон частот Доплера $-140...140$ кГц на поддиапазоны $-12,5...12,5$ кГц, $-140...-12,5$ кГц и $12,5...140$ кГц и применять в каждом из поддиапазонов следующие типы сигналов и соответствующие им обнаружители:

$-12,5...12,5$ кГц при отсутствии мощных сигналов МП – обнаружитель НЧМ-сигнала с одноканальным СФ (диапазон частот Доплера обнаруживаемых и перекрывающих их во времени сигналов от целей), при наличии мощных сигналов МП целесообразно использовать двухканальный обнаружитель ЛЧМ-сигналов;

$-140...-12,5$ кГц и $12,5...140$ кГц – двухканальный обнаружитель ЛЧМ-сигнала (диапазон частот Доплера обнаруживаемых и/или перекрывающих их во времени сигналов от целей), при этом выигрыш у обнаружителя НЧМ-сигнала с одноканальным СФ при обнаружении аэродинамических целей и крылатых ракет на фоне других целей может составлять 2...10 дБ при мощности помехового сигнала на входе СФ 20 дБ, а у обнаружителя НЧМ-сигнала с МСФ – 1-2 дБ и более.

Во всех предложенных способах обнаружения сигналов обеспечивается стабилизация вероятности ложной тревоги по БЛ.

Литература

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. - М.: Советское радио, 1971. – С. 205.
2. Кобзарев Ю.Б. Современная радиолокация. - М.: Советское радио, 1969. – С. 235.
3. Справочник Радиозлектронные системы: основы построения и теория / Под ред. Я.Д. Ширмана. - М.: Радиотехника, 2007. – С. 306.
4. Тельминов О.А. Перспективные методы частотной модуляции зондирующих сигналов для задач синтеза радиолокационных изображений // Материалы 5-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» DSPA-2003. – С.1-4.
5. Бессонова Е.В., Ирхин В.И. Уменьшение уровня боковых лепестков автокорреляционной функции сложных сигналов // Труды XV научной конференции по радиофизике. – ННГУ, 2011. – С.131-133.
6. Ананьев А.В., Безуглов Д.А., Юхнов В.И. Повышение помехоустойчивости узкополосных каналов радиосвязи на основе применения сигналов с внутримпульсной частотной модуляцией // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – №1. – С. 1-9.
7. Eyung W.Kang Radar system, analysis, design, and simulation. - 2008. – PP.281–289. ISBN-13: 978-1-59693-347-7.
8. Патент 2518052 Россия, МПК G01S 13/00. Способ стабилизации вероятности ложной тревоги (варианты) и устройство для его реализации (варианты) [Текст] / Беляев Б.Г., Жибинов В.А., Прудников С.А. (Россия) – № 2012139914/07; заявл. 18.09.12; опубл.10.06.2014.
9. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск / Под ред. В.Н.Тяпкина. - Красноярск, Сиб. федер. ун-т, 2011. – С.466, 471-473.
10. Лозовский И.Ф. Алгоритм цензурирования сигналов в условиях неоднородных по мощности помех. - Вопросы радиоэлектроники, вып.3, 2002. – С.97-106.
11. Аксельрод Г.З., Елагина К.А. Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения. - Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, вып.2, 2015. – С.40-43.
12. Nitzberg R. Analysis of the arithmetic mean CFAR normaliser for fluctuating targets / Nitzberg R. // IEEE Trans. vol.AES-14. –1978, Jan.