

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ ЛОЖНЫХ СРАБАТЫВАНИЙ ПРИЕМНИКА В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ С ЛОГАРИФМИЧЕСКИМ УСИЛЕНИЕМ

Е. В. Калябин, В. П. Солдатов

В условиях конфликтной радиолокации атакующий летательный аппарат перед постановкой помех радиолокационной станции обнаружения и сопровождения или головке самонаведения зенитной управляемой ракеты должен иметь информацию о том, что его облучают зондирующим сигналом. Спектр и мощность зондирующих сигналов варьируется в довольно широком диапазоне частот. Для предотвращения ложных срабатываний системы радиоэлектронного подавления используется подсистема радиоэлектронной разведки, без которой трудно представить современную систему радиоэлектронной борьбы. Цель статьи – показать эффективность применения электронных мер поддержки летательного аппарата при идентификации существующих радиолокационных сигналов в окружающей среде путем измерения параметров принимаемых импульсов и их классификации. Представлены результаты моделирования системы радиоэлектронной разведки и проанализированы полученные ею данные, позволяющие сделать вывод о потенциальных угрозах и дать команду на применение соответствующих средств радиоэлектронного подавления. Получены конструктивные параметры аппаратуры обнаружения зондирующих сигналов с помощью моделирования методом Монте-Карло для нескольких вариантов реальных сценариев конфликтной радиолокации.

Ключевые слова: пороговое значение, адаптивный процессор, радиоэлектронная борьба, логарифмическое обнаружение, контроль частоты ложных срабатываний.

Введение

Адаптивный порог со свойством постоянной частоты ложных срабатываний (ПЧЛС) предлагается использовать в системе радиоэлектронной разведки (РЭР) с логарифмическим усилением радиосигнала. Для этого используются два процессора, которые по сути являются модифицированным эксцизионным (МЭК) и адаптивным МЭК (АМЭК) процессорами с логарифмическим усилением, МЭК-лог и АМЭК-лог соответственно. При относительно небольших изменениях мощности шума используется МЭК-процессор. Этот процессор хорошо и устойчиво работает в условиях пульсации помех, которые трудно поддаются фиксации и обработке. В случае относительно больших скачков мощности шума используется процессор АМЭК. Благодаря контуру обратной связи в своей структуре этот процессор может легко адаптироваться к любому изменению мощности фонового шума, чтобы обеспечить регулировку значений адаптивного порога ложных срабатываний (АПЛС) по частоте и корректно определять частоту ложных срабатываний. Кроме того, в установившемся режиме (постоянная мощность шума) его эффективность обнаружения не зависит от мощности шума.

Задачи радиоэлектронной разведки

Система РЭР предназначена для фиксации существующих в окружающей среде радиолокационных импульсов путем измерения параметров принимаемых сигналов и их классификации. Оставаясь пассивной, РЭР-система может отслеживать зондирующие сигналы радиолокационной станции (РЛС), не будучи обнаруженной, обладая при этом преимуще-

ством в дальности действия по сравнению с любым другим радаром, потому что речь идет только об односторонних потерях мощности при распространении сигнала. При правильном мониторинге и обнаружении (нахождении углового положения) СВЧ-излучателей противника система РЭР выдает данные, позволяющие сделать вывод о потенциальных угрозах и дать команду на применение соответствующих средств радиоэлектронного подавления (РЭП) [1].

Если в приемнике РЭР зондирующий сигнал превышает пороговое значение, то он идентифицируется как зондирующий импульс. После фиксации превышения порогового значения измеряются параметры соответствующего принятого импульса, такие как частота, ширина импульса, угол прихода и т. д. Затем эти параметры передаются на блок обработки данных системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ), где решается, соответствует ли принятый импульс предварительно зафиксированной РЛС или нет.

Представляет интерес адаптивный алгоритм определения порога частоты ложных срабатываний. Ресиверы РЭР обычно используются для обнаружения радиолокационных импульсов в системах, когда уровень фонового шума неизвестен и/или изменяется во времени. В таких условиях невозможно применять фиксированное значение частоты порога обнаружения зондирующих импульсов. Применяя алгоритм адаптации, значение частоты порога обнаружения зондирующего сигнала может быть установлено эмпирически, на основе локальной информации о мощности фонового шума.

В данной работе рассматривается приемник РЭР канального типа и методы определения конструк-

тивных параметров процессоров МЭК и АМЭК, а также исследуется их производительность с помощью моделирования методом Монте-Карло. Прежде чем перейти к исследованию соответствующих процессоров АПЛС, совместимых с системой РЭР, необходимо рассмотреть два связанных вопроса: определение структуры приемника РЭР канального типа и определение величины порогового значения ложного срабатывания.

Структурная схема канального приемника

Применение канальных приемников обусловлено необходимостью определения, измерения и классификации большого количества сигналов в единицу времени. Использование канальных приемников позволяет уменьшить вероятность перекрытия сигналов при их высокой плотности.

Относительно высокая вероятность перехвата зондирующих сигналов может быть достигнута с помощью довольно несложной архитектуры самих приемников. Канальные приемники также предпочтительны в системах РЭР из-за их малого времени сбора данных и высокой чувствительности [1].

Структурная схема приемника показана на рис. 1. На передней панели приемника сигналы демультиплексируются (канализируются), например, в зависимости от частоты или направления поступления. Затем демультиплексированные сигналы преобразуются с понижением в полосу промежуточной частоты (ПЧ), где после сегментируются на соответствующие параллельные полосы частот.

Эти предварительно обработанные сигналы содержат избыточную информацию, в то время как возможности обработки цифрового хост-процессора ограничены из-за слишком широкого диапазона частот, в котором проводится наблюдение. Таким об-

разом, важно оптимизировать и свести к минимуму время обработки информации, которую должен обрабатывать хост-процессор. Поэтому после детектирования и логарифмического усиления сигналы передаются на предварительную обработку, где фильтруется только нужная информация. В результате предварительно обработанный сигнал содержит информацию о пороговом значении, подавление передачи сигнала с выбранных каналов, центрирования и сжатия [1].

Пороговое значение ложного срабатывания

Входной сигнал должен превысить пороговое значение, прежде чем его параметры будут зафиксированы. Чем выше этот порог, тем ниже частота ложных срабатываний, но и меньше вероятность обнаружения реальной цели и хуже чувствительность приемника. В большинстве систем РЭР используется фиксированный порог (или он изменяется оператором вручную). Если приемник имеет ограничения по радиочастотному шуму, то установка порога фиксации сигнала примерно на 13 – 20 дБ выше уровня шума может привести к разумной вероятности обнаружения потенциальной угрозы без чрезмерно частых ложных срабатываний.

Тем не менее подобная настройка может не сработать, если изменится мощность фонового шума, также важно сократить количество вмешательств оператора в автономную систему РЭР. При изменении мощности шума, если порог установлен слишком высоко, уменьшится вероятность обнаружения цели и наоборот, если порог установлен слишком низко, значения шума, превышающие этот порог, будут восприниматься как зондирующие радиолокационные импульсы.

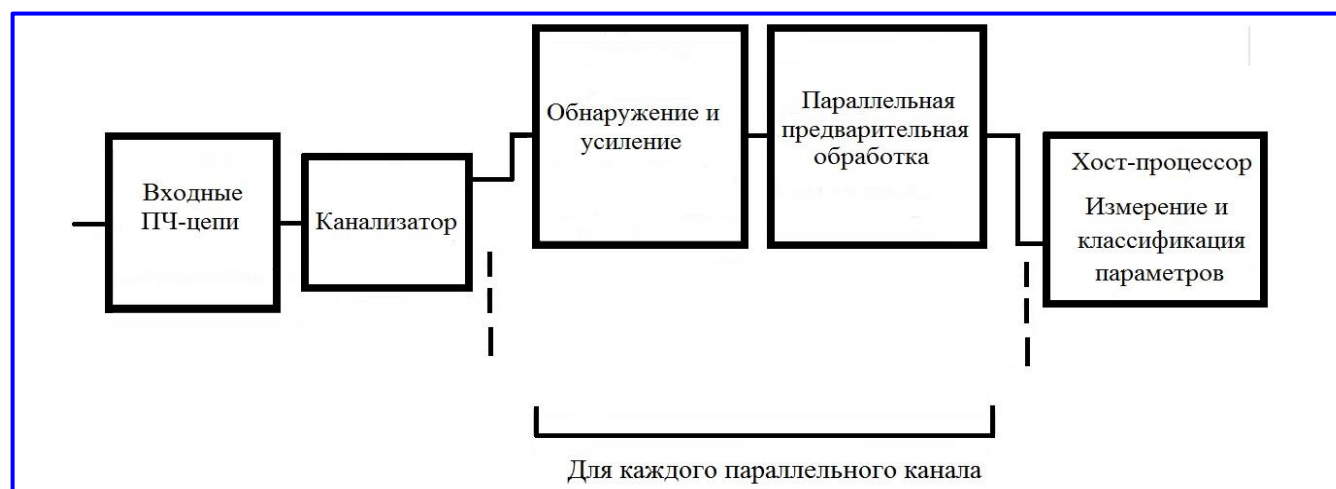


Рис 1. Структурная схема канального приемника радиоэлектронной разведки

Надо отметить, что, несмотря на то, что из-за загрузки процессора обработкой этих данных, сигналы, которые на самом деле являются ложными тревогами, не могут быть окончательно учтены, но их обработка существенно загружает процессор. Возникновение слишком большого количества ложных срабатываний (пересечение пороговых значений шумом) может привести к перегрузке процессора. Эта ситуация усугубляется в том случае, если задействованы широкополосные станции помех, которые генерируют аддитивные широкополосные шумовые помехи, маскирующиеся под гауссовский шум. В этом случае шум приемника в некоторых каналах может быть значительно увеличен, и при нахождении системы в режиме автоматического детектирования необходима тщательная настройка фиксации порога срабатывания импульсов в каждом параллельном канале.

Интеллектуальная обработка. Большинство современных систем РЭР не используют адаптивный порог ложных срабатываний, но они используют фиксированный порог вместе с некоторой логической обработкой при приеме импульса. Например, начало импульса может быть определено, когда время нарастания импульса достаточно мало, то есть если амплитуда импульса резко возрастает. Кроме того, в зависимости от условий наблюдения может быть использован критерий минимальной ширины импульса. Приход импульса фиксируется, если его ширина больше заранее заданного значения. При обработке выборочных данных решение о приеме импульса может быть принято на основании фиксации двух импульсов, превышающих порог.

Эти методы, основанные на свойствах логарифмического усилителя, могут работать не так эффективно, как пороговое значение АПЛС, особенно в критических условиях. Другими словами, с помощью предварительной обработки можно ограничить количество ложных срабатываний, но не так эффективно, как при использовании порога АПЛС. В данной работе предложено использовать два процессора АПЛС для использования в системе РЭР, а именно МЭК и АМЭК.

Характерные особенности системы радиоэлектронной разведки

Структурная схема одного из каналов приемника РЭР представлена на рис. 2, где видно, что измерение параметров производится по аналоговым (непрерывно-временным) сигналам. Влияние аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) в данном режиме не учитывается.

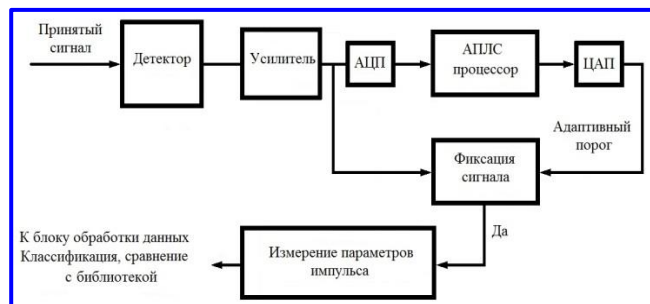


Рис. 2. Структурная схема одного из каналов приемника радиоэлектронной разведки

При подобном подходе измерение частоты выполняется по радиочастотному сигналу отдельно с помощью приемника мгновенного измерения частоты. Приемники мгновенного измерения частоты являются распространенными элементами в системах РЭБ, которые быстро измеряют частоту сигнала, чтобы дать команду соответствующим методам РЭП.

Особые технические характеристики радиоэлектронной разведки. Поскольку системы РЭР работают в пассивном режиме только на прием, это относительно упрощает проектирование процессора АПЛС. Тем не менее система РЭР может быть подвержена различным помехам, так как она принимает сигналы в относительно широком диапазоне частот. В типичной обстановке РЭБ в любой момент времени в полосах частот РЛС может присутствовать несколько РЛС, которые могут излучать несколько тысяч сигналов. Хотя их частоты попадают не во все каналы канализатора, проблема мешающих импульсов все же присутствует в адаптивной системе пороговых значений внутри каждого канала [2].

В данном случае для системы АПЛС эти импульсы являются помехами, которые мешают ее работе в условиях шумовой обстановки, то есть могут неправильно повышать порог. Таким образом, важной задачей является наличие библиотеки эталонных образцов шума для оценки его мощности.

Логарифмическое усиление. Системы РЭР должны иметь большой динамический диапазон, поскольку они одновременно рассматривают излучения дальней и ближней зоны. Принимаемые сигналы могут быть как малой мощности, из дальней зоны, так и большой мощности от локальных излучателей, расположенных поблизости. Обычно логарифмическое усиление используется для увеличения динамического диапазона приемника, как показано на рис. 2. Здесь динамический диапазон и полоса частот приемника ограничены детек-

тором. Наиболее широко используемым методом при проектировании логарифмических характеристик приемников РЭБ является метод параллельного суммирования. Степень сжатия зависит от требований системы, возможностей схемы канализатора и количества битов, используемых в АЦП.

Большинство алгоритмов определения АПЛС, применяемых для линейного случая обнаружения, также применимы к логарифмическому случаю обнаружения с некоторыми доработками. Для семейства процессоров АПЛС с усреднением ячеек логарифмические усиленные выборки могут быть обработаны симуляционным способом. Для таких процессоров использование логарифмических данных приводит к повышению устойчивости к помехам.

Описание системы и статистические модели

Входная и выходная характеристика логарифмического усилителя определяются следующим образом:

$$z = \text{alg}x + b, \tag{1}$$

где x и z – вход и выход усилителя соответственно; a – коэффициент сжатия; b – параметр логарифмического усилителя.

Очевидно, что эта идеальная характеристика логарифмического усилителя практически недостижима, а актуальная характеристика не соответствует ей в точности. В системе РЭР ширина полосы пропускания радиосигнала намного больше, чем полоса пропускания видео, и, следовательно, для входного шума можно использовать распределение Гаусса.

Более того, в большинстве практических систем можно рассматривать статистически независимые шумовые выборки [3]. Таким образом, предполагая, что на входе детектора имеется распределенная независимая выборка по Гауссу, функция плотности вероятности выборок шума на выходе детектора равна:

$$f_{sx}(x) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0, \tag{2}$$

где σ^2 – дисперсия выборок.

Заметим, что аддитивное широкополосное подавление шума также может быть смоделировано как гауссово.

С другой стороны, мы рассматриваем постоянную амплитуду для принимаемых импульсов, что эквивалентно случаю неподвижных целей в радиолокационном состоянии. Таким образом, если амплитуда принятого импульса равна A , то функция плотности

вероятности сигнала плюс шумовые выборки на выходе детектора определяется по формуле:

$$f_{sx}(x) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{A\sqrt{x}}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0, \tag{3}$$

где $I_0\left(\frac{A\sqrt{x}}{\sigma^2}\right)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода и нулевого порядка.

Модифицированный эксцизионный процессор с логарифмическим усилением с постоянной частотой ложных срабатываний

В задаче проектирования аппаратуры АПЛС основной трудностью будет выбор параметров процессора МЭК. Этот процессор хорошо показал себя во время работы с эталонными образцами существующей библиотеки базовых сигналов. Структурная схема процессора для случая логарифмического усиления (МЭК-лог) представлена на рис. 3.

На рис. 3 приняты следующие обозначения: V – среднее значение сохранившихся образцов; B_E – порог эксцизии; γ_D – пороговый параметр; B_D – порог обнаружения.

Отсчеты на выходе логарифмического усилителя сравниваются с первичным порогом B_E с целью удаления вероятных помех. Затем окончательный порог обнаружения зондирующего импульса B_D получают путем сложения среднего выбранного образца V с пороговым параметром γ_D . Важный параметр, называемый коэффициентом контроля первичного порога, определяется по формуле:

$$\alpha = B_E - E\{Z\}. \tag{4}$$

Принимая во внимание (1), получим:

$$E\{Z\} = \text{alg}(2\sigma^2) + b - \alpha\gamma lge, \tag{5}$$

где γ – постоянная Эйлера, определяется как:

$$\gamma = -\int_0^{\infty} e^{-x} \ln x, \quad dx \approx 0,57721. \tag{6}$$

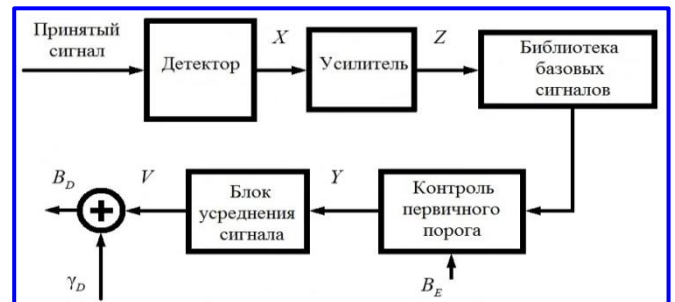


Рис. 3. Структурная схема модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением

Другими словами, V_E может быть рассчитан с помощью следующего уравнения:

$$V_E = \text{alg}(2\sigma^2) + b - 0,2507a + a. \quad (7)$$

Производительность процессора МЭК-лог примерно равна производительности процессора МЭК, хотя она может уменьшаться из-за потерь при обработке данных в алгоритме с применением постоянной частоты ложных срабатываний. При наличии ложных целей с учетом константы γ_D любое увеличение числа помех приводит к увеличению P_{fa} – вероятности ложной тревоги. Однако предполагая постоянной P_{fa} , любое увеличение числа помех приводит к уменьшению P_d – вероятности обнаружения.

Адаптивное пороговое значение ложных срабатываний при незначительных изменениях мощности шума

Как уже было сказано ранее [4], в нашем приложении основной трудностью при оценке статистики фоновых шумов является проблема интерферирующих импульсов. Рассматривая библиотеку базовых сигналов, можно заметить, что большинство из них соответствуют интерферирующим импульсам и удаляются при контроле первичного порога (см. рис. 3). Таким образом, оценочная статистика будет основана на очень небольшом количестве шумовых выборок, что приводит к большим потерям при постоянной частоте ложных срабатываний. Поэтому необходима фиксация количества сигналов, оставшихся после контроля первичного порога. Иными словами, процессор должен подождать, пока не будет сохранено K выборок меньше, чем V_E . Подобный подход называется модифицированным алгоритмом МЭК-лог.

Принимая во внимание допущения о наличии аддитивного гауссовского шума и аддитивного широкополосного образования помех, надо учесть, что при малых значениях α процессор ЭК-лог фиксирует большое количество ложных срабатываний. Однако при относительно больших значениях α оба процессора показывают практически одинаковый результат. При условии наличия интерференции, учитывая константу γ_D , любое увеличение числа помех привело бы к увеличению P_{fa} – вероятности ложной тревоги в эксцизионном процессоре с логарифмическим усилением (ЭК-лог), но почти не повлияло бы на частоту ложных срабатываний МЭК-лог. В данном случае МЭК-лог имеет преимущество над ЭК-лог. Интересным моментом яв-

ляется и то, что при постоянном числе K не исключенных из рассмотрения библиотечных базовых сигналов потери ПЧЛС процессоров МЭК-лог почти не зависят от α .

Из-за применения логарифмического усиления анализ производительности процессора МЭК-лог аналитическими методами очень сложен. В качестве альтернативы можно использовать численные методы. Однако при выборе большого значения K использование этих методов будет вычислительно громоздким. Гораздо целесообразнее для анализа производительности процессора МЭК-лог применить моделирование по методу Монте-Карло.

Определение конструктивных параметров модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением. Тремя важными параметрами процессора являются K , V_E и γ_D . Оценивая почти постоянную мощность шума, целесообразно принять в качестве определяющего параметра α вместо V_E . Более того, если не указано иное, характерное уравнение логарифмического усилителя анализируется в соответствии с (1), где $a = 0,68$ и $b = 2,5$. Коррекция конструктивных параметров процессора для произвольных a и b будет рассмотрена ниже.

Поскольку в алгоритме логарифмического усиления нет необходимости определять порог обнаружения в режиме реального времени, K может быть выбрано в качестве большого значения, чтобы сократить потери от ПЧЛС. Тем не менее выбор K также должен приводить к разумному времени выборки (времени, необходимому для получения выборки K -образцов базовых сигналов из входных данных, прошедших контроль первичного порога). В рассматриваемой задаче $K = 100$.

Для определения α необходимо принять во внимание три критерия. Первый критерий – время отбора выборки сигналов при подходящих условиях. Второй критерий – общее число образцов выборки K , прошедших контроль первого порога, имеет отрицательное биномиальное распределение. Принимая во внимание его математическое ожидание по отношению к α , можно сделать вывод о том, что значения $>0,3$ являются подходящими.

И, наконец, третьим критерием являются допустимые потери ПЧЛС в условиях, когда присутствует только шум. Как было объяснено ранее, результаты моделирования показывают, что эффективность обнаружения зондирующего сигнала имеет пренебрежимо малую чувствительность к α . Поэтому никаких ограничений с этой точки зрения не возникает.

Еще одним критерием является возможность исключения образцов сигналов с интерференцией. В качестве примера на рис. 4 показано влияние помехового сигнала с $r_i = INR$ (отношение помеха/шум) на обнаружение сигнала с $r_s = SNR$ (отношение сигнал/шум): $r_i/r_s = -6$ дБ и $P_{fa-d} = 10^{-4}$ (расчет P_{fa}).

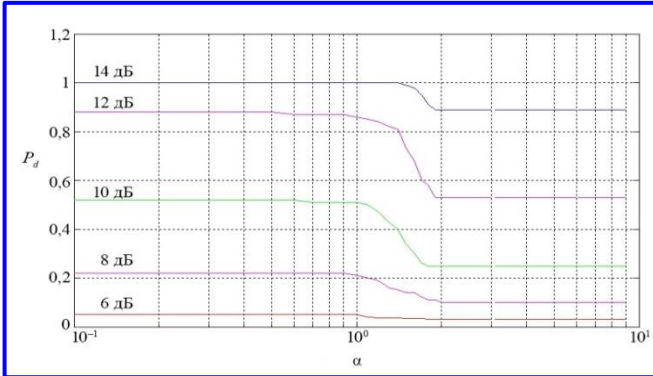


Рис. 4. Влияние помех на производительность детектирования модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением при постоянной частоте ложных срабатываний: $P_{fa-d} = 10^{-4}$, $K = 100$, $r_i/r_s = -6$ дБ, плотность $(i/n) = 1/5$

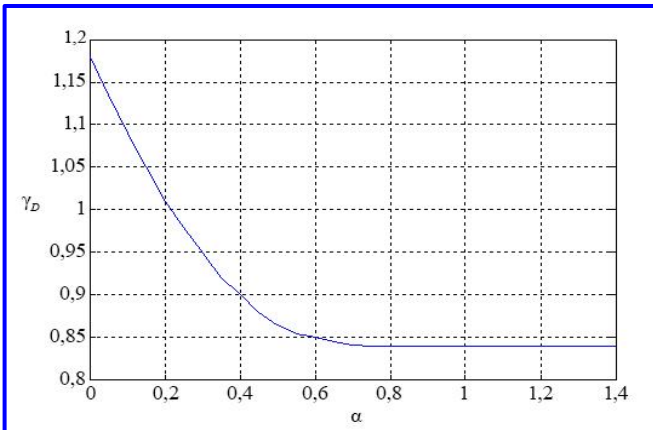


Рис. 5. Модифицированный эксцизионный процессор с логарифмическим усилением при постоянной частоте ложных срабатываний, расчетная кривая γ_D от α , $P_{fa-d} = 10^{-4}$, $K = 100$

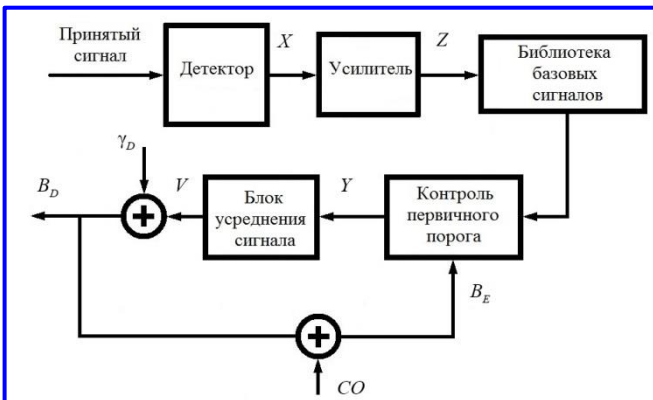


Рис. 6. Структурная схема адаптивного модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением с постоянной частотой ложных срабатываний

Плотность интерференции такова, что на каждые 6 сигналов, полученных на входе, 5 соответствуют шуму, а 1 – интерференции. Этот факт обозначается как плотность $(i/n) = 1/5$. Из рис. 4 значения $\alpha < 0,5$ кажутся подходящими. В целом $0,3 < \alpha < 0,5$ является подходящим интервалом.

Параметр γ_D определяется относительно значений α и P_{fa-d} . На рис. 5 показаны значения γ_D по отношению к α , полученные с помощью моделирования для $P_{fa-d} = 10^{-4}$.

Определение адаптивного порогового значения для случая больших колебаний мощности шума

Если мощность шума имеет относительно небольшие изменения, использование процессора МЭК-лог с фиксированными значениями B_E и γ_D (при установке их на средние значения с учетом диапазона изменения мощности шума) приводит к удовлетворительным характеристикам ПЧЛС и обнаружения. Однако, если присутствует относительно большое изменение мощности шума, то следует адаптивные B_E и B_D .

Для большого значения K , B_D имеет небольшую дисперсию. Таким образом, считая B_D подходящим эталонным значением, B_E может быть задано как сумма B_D и константы CO (так обозначается пороговый коэффициент обратной связи). В результате, порог иссечения может изменяться соответствующим образом при любом изменении мощности шума. Структурная схема полученного процессора, который называется АМЭК-лог (адаптивный МЭК-лог), показана на рис. 6.

Как и в случае с процессором МЭК-лог, большинство результатов, которые будут представлены, получены с помощью моделирования. Здесь, помимо логарифмического детектирования, присутствует обратная связь в структуре процессора, что делает его аналитический анализ весьма сложным.

С другой стороны, поскольку γ_D и CO влияют на петлю обратной связи, следует учитывать их взаимное влияние на работу процессора.

Производительность процессора АМЭК-лог в «установившемся режиме» (то есть когда мощность шума остается неизменной) не зависит от мощности шума. При любом изменении уровня фонового шума алгоритм инициирует переходный процесс. Если не указано иное, представляемые результаты относятся к устойчивому состоянию алгоритма.

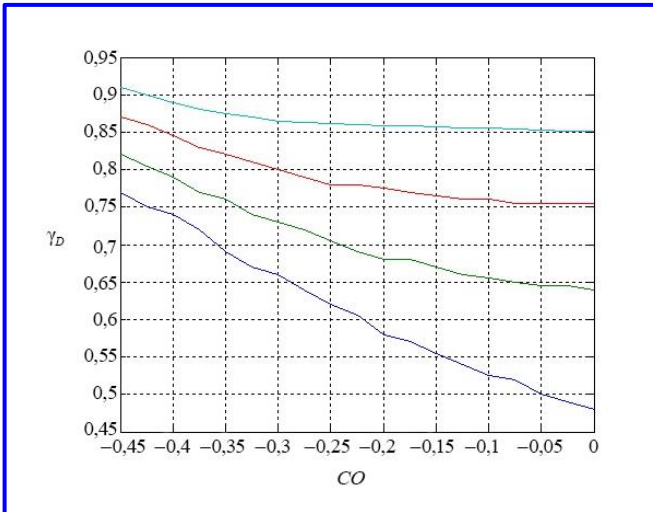


Рис. 7. Адаптивный модифицированный эксцизионный процессор с логарифмическим усилением с постоянной частотой ложных срабатываний при $K = 100$

Определение конструктивных параметров адаптивного модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением. Как и в случае с процессором МЭК-лог, выбирается $K = 100$. Значение γ_D определяется по отношению к P_{fa-d} и CO . На рис. 7 показаны кривые зависимости γ_D от CO , полученные с помощью моделирования для нескольких значений P_{fa-d} .

Очень малый CO не только увеличивает время фиксации выборки, но и может привести к расхождению алгоритма из-за последующего уменьшения V_E и B_D . Помня о взаимном влиянии γ_D и CO на функцию алгоритма, большее P_{fa-d} обуславливает большую ограниченность выбора CO . Предполагая, что $\max(P_{fa-d}) = 10^{-2}$, значения $CO > -0,40$ подходят для этого критерия. С другой стороны, большое значение CO уменьшает способность контроллера первичного порога удалять вероятные помеховые сигналы. По результатам моделирования с этой точки зрения подходят значения $CO < -0,25$.

Результаты моделирования показывают, что потеря алгоритма ПЧЛС практически не влияет на чувствительность CO и, следовательно, не накладывает никаких ограничений на его выбор.

Принимая во внимание соответствующий интервал $-0,40 < CO < -0,25$, последним критерием, который следует учитывать, является время, необходимое алгоритму для достижения устойчивого режима работы при изменении мощности шума.

Переходные режимы адаптивного модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением. Как установлено ранее, при любом изменении мощности фонового шума алгоритм ПЧЛС переходит в возмущенное состояние до тех пор, пока не адаптируется к новому уровню шума. Для исследования переходного процесса алгоритма АМЭК-лог рассматриваются два случая: увеличения и уменьшения мощности шума.

Предположим, что мощность шума практически постоянна, а процессор достиг устойчивого состояния. При любом увеличении мощности шума σ^2 , V , B_D и B_E увеличиваются постепенно, пока процессор не достигнет своего нового устойчивого состояния. Большие значения CO и/или γ_D помогают B_E увеличиваться быстрее.

Влияние CO и γ_D на переходный процесс исследуется путем моделирования. На рис. 8, а, показаны кривые P_{fa} в зависимости от циклов выполнения алгоритма для нескольких значений CO , принадлежащих интервалу $-0,40 < CO < -0,25$, выбранному ранее. $P_{fa-d} = 10^{-3}$. Влияние γ_D на переходную реакцию рассмотрено на рис. 8, б.

В обоих случаях предполагается, что сначала $\sigma = 20$ мВ. Алгоритм достигает своего устойчивого состояния, и в этот момент σ внезапно увеличивается до 100 мВ (заметим, что такое резкое увеличение σ случается редко). Как и ожидалось, при любом увеличении CO или γ_D происходит более быстрый переходный отклик.

В этом случае B_E и B_D изначально высоки, и, следовательно, любое снижение мощности шума вызовет быстрое уменьшение значений V , B_D и B_E . В результате алгоритм быстро переходит в устойчивое состояние. И наличие помеховых сигналов не препятствует правильной сходимости алгоритма.

В целом с учетом результатов предыдущего моделирования вполне удовлетворяет величина $CO = -0,3$, но необходимо соблюдать условие $\max(P_{fa-d}) = 10^{-2}$.

Сравнение производительности модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением и адаптивного модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением. Предполагая, что $\alpha = 0,3$ и $CO = -0,3$ являются подходящими параметрами для процессоров МЭК-лог и АМЭК-лог соответственно. На рис. 9 показана зависимость P_{fa} двух процессоров при различных значениях мощности шума σ^2 . Для АМЭК-Лог значения P_{fa} относятся к установившемуся состоянию процессора.

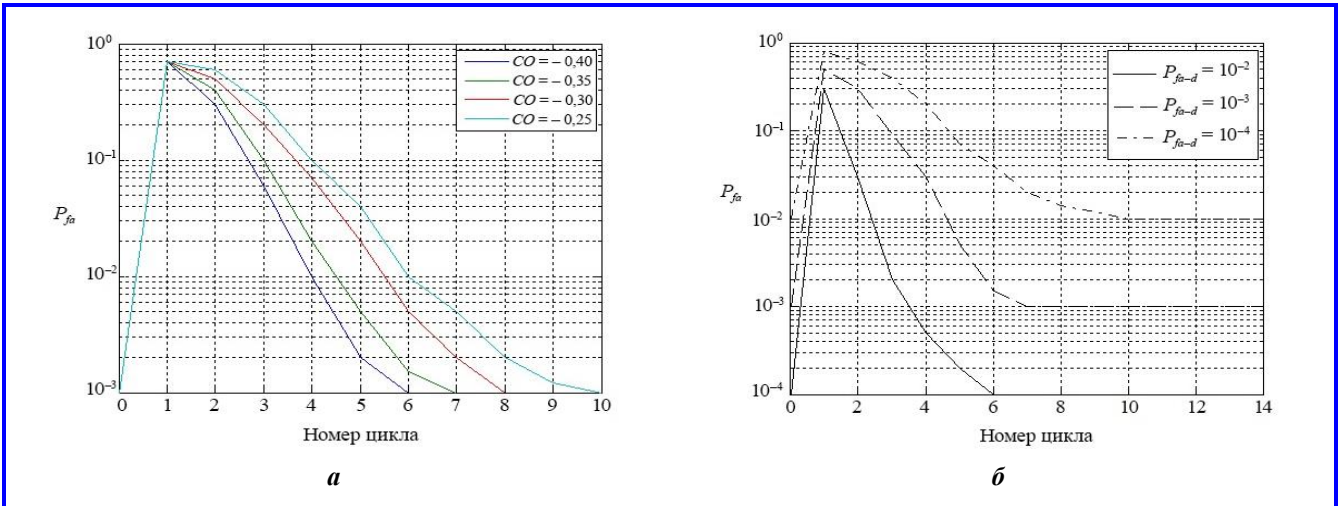


Рис. 8. Иллюстрация переходного процесса P_{fa-d} в адаптивном модифицированном эксцизионном процессоре с логарифмическим усилением при увеличении шума от 20 до 100 мВ, $K = 100$: а – $P_{fa-d} = 10^{-3}$; б – $CO = -0,3$

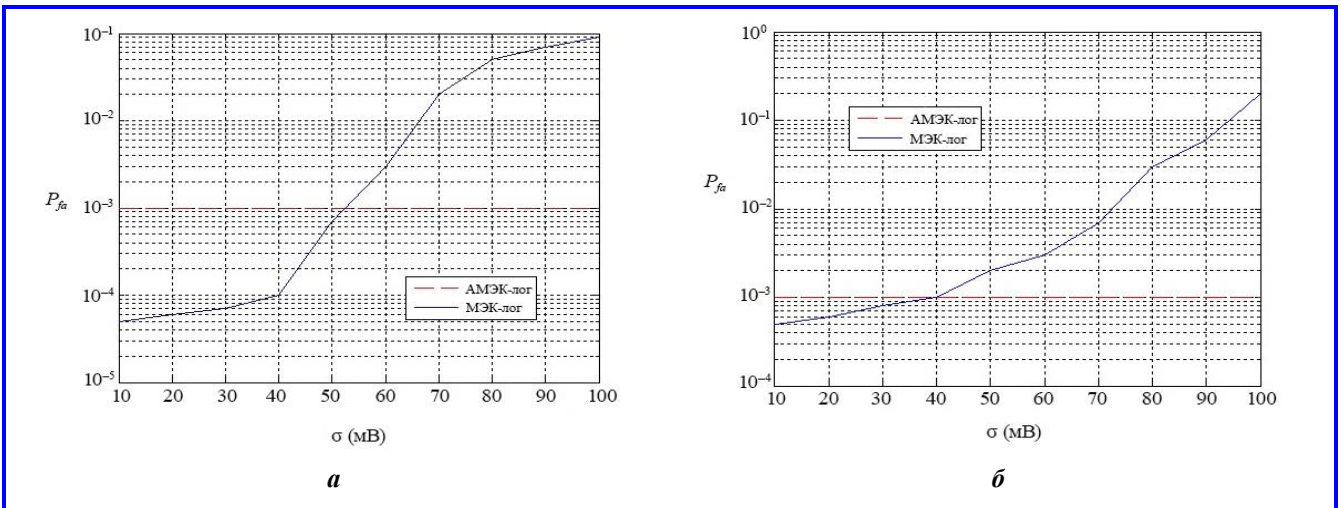


Рис. 9. Модифицированный эксцизионный процессор с логарифмическим усилением и адаптивный модифицированный эксцизионный процессор с логарифмическим усилением при различных уровнях шума: $K = 100$, $\sigma = 50$ мВ, $P_{fa-d} = 10^{-3}$, $\alpha = 0,3$ (а) и $\alpha = 0,6$ (б)

При расчете параметров процессоров учитываются значения $\sigma = 50$ мВ и $P_{fa-d} = 10^{-3}$. Как известно [5], АМЭК-лог значительно эффективнее, чем МЭК-лог, особенно когда меняется мощность фоновых помех. И, несмотря на то, что при больших значениях α МЭК-лог лучше регулирует частоту ложных срабатываний, он не осуществляет должным образом подавление помех.

Наличие и мощность помех оказывают существенное влияние на производительность процессоров обнаружения. На рис. 10 показаны зависимости P_d как функции отношения помех к шуму (П/Ш) при постоянных значениях $\alpha = 0,3$, $CO = -0,3$ и $P_{fa-d} = 10^{-4}$ и при заданных параметрах отношения сигнала к шуму (С/Ш).

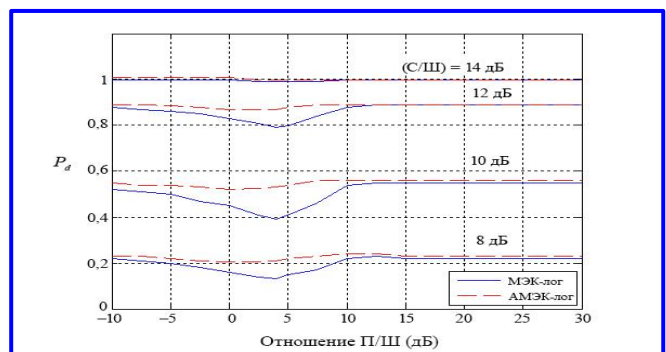


Рис. 10. Характеристические кривые слепых зон модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением ($\alpha = 0,3$) и адаптивного модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением ($CO = -0,30$), $P_{fa-d} = 10^{-3}$, $K = 100$, плотность $(i/n) = 1/5$

Из графика на рис. 10 видно, что процессор МЭК-лог обладает большей устойчивостью к помеховым сигналам. Это связано с тем, что для процессора АМЭК-лог B_E не является постоянной величиной и определяется в зависимости B_D . Таким образом, любое увеличение V и B_D из-за пропущенных на стенде контроля первичного порога слабых сигналов приведет к обязательному увеличению B_E . Говорят, что процессор АМЭК-лог имеет более широкую слепую зону, которая определяется как область ниже B_E , где помехи не устраняются и, таким образом, не влияют на установку порога обнаружения.

С другой стороны, кривые рабочих характеристик приемников двух процессоров, представленные на рис. 11, иллюстрируют, что АМЭК-лог несколько хуже определяет порог ложных срабатываний (порядка 0,12 дБ, при условии, что $P_d = 0,8$, $P_{fa} = 10^{-4}$ и $K = 100$), по сравнению с МЭК-лог. Надо отметить, что, поскольку характеристики обнаружения процессоров практически не чувствительны к B_E , они не зависят от α и CO .

Корректировка параметров нового уравнения характеристик логарифмического усилителя

До сих пор характеристическое уравнение логарифмического усилителя рассматривалось в соответствии с формулой (1) при $a = 0,68$ и $b = 2,5$. Графики на рис. 5 и 7 были получены для этого частного случая. Для модернизации процессоров ПЧЛС, рассматриваемых в статье, необходимо изменить параметры a и/или b . В результате получим новые уравнения характеристик логарифмического усилителя.

Требуется коррекция показатель α для процессора МЭК-лог.

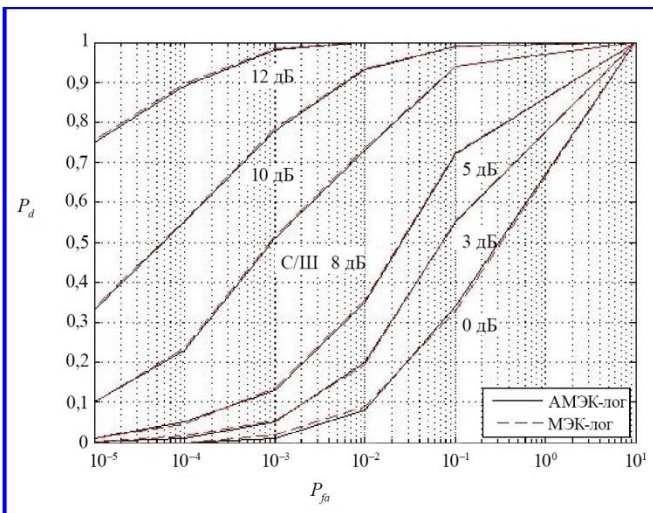


Рис. 11. Рабочие характеристики адаптивного модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением и модифицированного эксцизионного процессора с логарифмическим усилением

При любом изменении a или b (а фактически B_E) α должна быть изменена таким образом, чтобы получалась одинаковая вероятность удаления выборок шума (P_{ex}). Помня статистические допущения, сделанные ранее, получим:

$$P_{ex} = Prob(Z - B_E) = \exp\left(-\frac{10^{B_E/a}}{2\sigma^2 10^{b/a}}\right), \quad (8)$$

где Z – выборка на выходе логарифмического усилителя.

Чтобы получить такую же вероятность P_{ex} , мы должны иметь:

$$B'_E = \frac{a'}{a}(B_E - b) + b'. \quad (9)$$

Замена B_E должна производиться из (7),

$$\alpha' = \alpha \frac{a'}{a}. \quad (10)$$

Те же действия необходимо провести и с CO . Аналогично (8) мы имеем:

$$P_{fa} = Prob(Z - B_D) = E\left\{\exp\left(-\frac{10^{B_D/a}}{2\sigma^2 10^{b/a}}\right)\right\}, \quad (11)$$

где $E\{\cdot\}$ – математическое ожидание по отношению к B_D .

Для того, чтобы иметь то же самое P_{fa} , необходимо выполнить условие:

$$B'_D = \frac{a'}{a}(B_D - b) + b'. \quad (12)$$

Для того, чтобы иметь одинаковое математическое ожидание P_{ex} , в качестве достаточного условия должно выполняться (9). Из (9) и (12) получается:

$$CO' = B'_E - B'_D = CO \frac{a'}{a}. \quad (13)$$

И в завершение преобразований проведем коррекцию γ_D . Опять же наш критерий состоит в том, чтобы иметь эквивалентные функции устранения ложных срабатываний и обнаружения зондирующего сигнала. В уравнении (14) показана связь между $\{z_i\}$ и $\{z'_i\}$ логарифмически усиленными выборками в двух случаях старого и нового характеристических уравнений, соответственно:

$$z'_i = \frac{a'}{a}(z_i - b) + b'. \quad (14)$$

Используя один и тот же критерий удаления ложных сигналов для соответствующих сохранившихся образцов $\{y_i\}$ и $\{y'_i\}$ получим:

$$y'_i = \frac{a'}{a}(y_i - b) + b'. \quad (15)$$

После обработки в блоке усреднения сигнала получим:

$$V' = \frac{a'}{a}(V - b) + b'. \quad (16)$$

Из уравнений (16) и (12) определяется γ_D :

$$\gamma'_D = B'_D - V' = \gamma_D \frac{a'}{a}. \quad (17)$$

Как и ожидалось, коррекция расчетных параметров зависит только от коэффициента сжатия символьного уравнения для a .

Заключение

В ситуации радиолокационного конфликта необходимость одновременного и точного перехвата и приема большого количества совпадающих по времени зондирующих сигналов во все более плотной электромагнитной среде без потери информации заставляет искать новые пути решения подобных проблем. В последние годы адаптивные системы РЭР развивались по нескольким направлениям. Одним из важных направлений исследований является использование эффективных и высокоскоростных схем предварительной обработки зондирующих сигналов, чтобы из общего количества данных перехвата сигналов на главный процессор передавалась только полезная и достоверная информация. Одним из таких этапов предварительной обработки является определение порогового значения принятого сигнала. Это означает, что в качестве возможных для рассмотрения радиолокационных сигналов принимаются только сигналы, превышающие надлежащим образом установленный порог.

В данной работе рассматривалось применение адаптивного порога со свойством ПЧЛС для использования в каждом параллельном канале для схемы канального приемника РЭР. Преимущество этого метода заключается в регулировании частоты ложных срабатываний, когда система РЭР функционирует в автоматическом режиме (без вмешательства оператора).

Для исследований были выбраны два приемника МЭК-лог и АМЭК-лог с функцией логарифмического усилителя.

При относительно небольших изменениях мощности шума применялся процессор МЭК-лог. Этот процессор обладает хорошей устойчивостью к сигналам помех и может сохранять высокую производительность обнаружения при наличии серьезных помех.

Для случая, когда возможны относительно большие колебания мощности шума, был предложен процессор АМЭК-Лог. В установленном режиме (без изменения уровня шума) петля обратной связи в структуре процессора позволяет ему адаптироваться к новому уровню фонового шума.

Были подробно рассмотрены методы определения конструктивных параметров двух процессоров, предполагающие применение специального характеристического уравнения для логарифмического усилителя и приведены уравнения коррекции этих расчетных параметров для произвольного характеристического уравнения. Таким образом, несмотря на то, что анализ предложенных процессоров МЭК-лог и АМЭК-лог был основан на результатах моделирования частного случая с параметрами $a = 0,68$ и $b = 2,5$, закономерности полученных графиков могут быть использованы в общем случае.

Для процессора АМЭК-лог была получена обратная связь от B_D к B_E (см. рис. 6), чтобы обеспечить адаптивную настройку этих параметров. При этом следует учитывать взаимное влияние D и CO , например, на переходное поведение процессора. Однако обратная связь может быть взята из V в B_E , где параметры обратной связи и порогового значения не будут иметь взаимного влияния на производительность процессора.

Применение адаптивного порогового значения представляет собой относительно небольшую модернизацию для системы РЭР и может использоваться вместе с другими интеллектуальными процессами отбраковки ложных срабатываний, такими как проверка минимальной ширины импульса и т. д.

Несмотря на то, что предлагаемое усовершенствование можно считать умеренным по сравнению с проблемами и областями исследований канальных приемников, оно может представлять значительный интерес для нестационарной среды и в тех случаях, когда требуется контроль ложных срабатываний в режиме автоматического обнаружения системы РЭР.

Литература

1. Бакулев, П. А. Радиолокационные системы / П. А. Бакулев. – Москва : Радиотехника, 2015. – 440 с.

2. Куприянов, А. И. Радиоэлектронная борьба. Основы теории / А. И. Куприянов, Л. Н. Шустов. – Москва : Вузовская книга, 2011. – 800 с.
3. Khalighi, M. A. A new CFAR processor for ESM systems application / M. A. Khalighi, M. M. Nayebi // IEE Proceedings – Radar Sonar and Navigation, 2000. – Vol. 147 (2). P. 86–92. – URL : https://www.researchgate.net/publication/3357596_CFAR_processor_for_ESM_systems_applications. – DOI :10.1049/ip-rsn:20000179.
4. Goldman, H. Analysis and application of the excision CFAR detector / H. Goldman, I. Bar-David // IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing), 1988. – Vol. 135. – Issue 6. – P. 563–575. – URL : <https://digital-library.theiet.org/doi/10.1049/ip-f-1.1988.0068>. – DOI : 10.1049/ip-f-1.1988.0068.
5. Справочник по радиолокации : в 4 томах / Под ред. М. Скольника; Т. 2 : Радиолокационные антенные устройства. – Москва : Советское радио, 1977. – 408 с.

Поступила в редакцию 04.10.2024

Евгений Владимирович Калябин, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник,
e-mail: post@cnirti.ru.

Владимир Петрович Солдатов, главный специалист.
(АО «ЦНИРТИ им. академика А. И. Берга»).

ADAPTIVE METHOD FOR PREVENTING FALSE ALARMS OF THE RECEIVER IN RADIOELECTRONIC SYSTEMS WITH LOGARITHMIC GAIN

E. V. Kalyabin, V. P. Soldatov

In conditions of conflicting radar, an attacking aircraft must be informed that it is being irradiated with a probing signal before interfering with the radar detection and tracking station or the homing head of an anti-aircraft guided missile. The spectrum and power of the probing signals varies over a fairly wide frequency range. To prevent false alarms of the electronic jamming system, an electronic intelligence subsystem is used, without which it is difficult to imagine a modern electronic warfare system. The purpose of the article is to show the effectiveness of the use of electronic aircraft support measures in identifying existing radar signals in the environment by measuring the parameters of the received pulses and classifying them. The results of modeling the electronic intelligence system are presented and the data obtained by it are analyzed, allowing us to conclude about potential threats and give the command to use appropriate means of electronic suppression. The design parameters of the probing signal detection equipment were obtained using Monte Carlo simulation for several variants of real-world conflict radar scenarios.

Key words: threshold value, adaptive processor, electronic warfare, logarithmic detection, false alarm rate control.

References

1. Bakulev, P. A. Radar systems / P. A. Bakulev. – Moscow : Radio Engineering, 2015. – 440 p.
2. Kupriyanov, A. I. Electronic warfare. Fundamentals of theory / A. I. Kupriyanov, L. N. Shustov. – Moscow : University Book, 2011. – 800 p.
3. Khalighi, M. A. A new CFAR processor for ESM systems application / M. A. Khalighi, M. M. Nayebi // IEE Proceedings – Radar Sonar and Navigation, 2000. – Vol. 147 (2). P. 86–92. – URL : https://www.researchgate.net/publication/3357596_CFAR_processor_for_ESM_systems_applications. – DOI :10.1049/ip-rsn:20000179.
4. Goldman, H. Analysis and application of the excision CFAR detector / H. Goldman, I. Bar-David // IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing), 1988. – Vol. 135. – Issue 6. – P. 563–575. – URL : <https://digital-library.theiet.org/doi/10.1049/ip-f-1.1988.0068>. – DOI : 10.1049/ip-f-1.1988.0068.
5. Handbook of radar: in 4 volumes / Edited by M. Skolnik; Vol. 2 : Radar antenna devices. – Moscow : Sovetskoe radio, 1977. – 408 p.

Evgeny Vladimirovich Kalyabin, Candidate of Technical Sciences, Leading Researcher, e-mail: post@cnirti.ru.
Vladimir Petrovich Soldatov, Chief Specialist.
(JSC «TSNIRTI named after Academician A. I. Berg»).