

Д.В.Чеботарев, В.М.Реганов

### АДАПТИВНАЯ ВРЕМЕННАЯ РЕЖЕКЦИЯ МОЩНЫХ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В РЛС СО СЛОЖНЫМ КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ

Results of mathematic simulation of efficiency of proposed temporal rejection algorithm, in comparison with efficiency of the coherent jamming compensation, are adduced. The obtained dependencies make it possible to estimate the efficiency of the algorithm operation, with changing basic parameters of jamming situation and the processing. Results of investigation testify the expediency of the algorithm application in real systems.

В радиолокационных станциях с квазинепрерывным режимом излучения и приема сложных сигналов [1] достигается высокий энергетический потенциал и большая база когерентно обрабатываемых сигналов. Вместе с тем сложную проблему представляют отражения от подстилающей поверхности и других объектов, создающих мощный отраженный сигнал. Перекрывая слабые сигналы от удаленных малоразмерных целей, они маскируют их, воздействуя по боковым лепесткам функции неопределенности.

Эффективными методами подавления маскирующего действия мешающих отражений являются синтез структуры квазинепрерывных сигналов с учетом коммутации приемно-передающего тракта [2] и компенсационная обработка, основанная на адаптивной цифровой фильтрации [3-4]. В частности, когда распределение интенсивности мешающих отражений по задержке неравномерно, что типично для радиолокационной обстановки, наиболее эффективным является вариант адаптивной цифровой фильтрации с регулировкой шага адаптации для каждой дискретной задержки.

Однако при большой интенсивности мешающих отражений и высокой скорости флюктуаций глубина их компенсации может оказаться недостаточной. Для таких случаев представляет интерес альтернативный способ подавления мешающих отражений, сущность которого состоит в том, что на время действия импульсов помех бланкируются каналы корреляционной обработки, задержка сигнала в которых отличается от задержки режектируемой помехи. Следствием этого являются неизбежные энергетические потери полезных сигналов, однако благодаря псевдослучайной структуре сигнала коммутации они относительно невелики и не создают «мертвых зон» по дистанции. Случайные флюктуации и расположение мешающих отражений по задержке требуют применения адаптивного цифрового фильтра, формирующего оценки амплитуд этих помех. Режекция помехи включается, если оценка ее амплитуды превышает установленный порог, и выключается в противоположном случае.

В настоящей работе исследуется эффективность адаптивной режекции мешающих отражений и производится сравнение ее с эффективностью компенсационной обработки при вариациях помеховой обстановки с целью оптимизации параметров алгоритма режекции.

#### Алгоритм временной режекции и модели мешающих отражений

Предлагаемый вариант временной режекции мешающих отражений основан на алгоритме адаптивной цифровой фильтрации по методу наименьших средних квадратов с нормализацией [3,4]. Собственно алгоритм наименьших средних квадратов описывается тремя выражениями. Первое из них определяет ошибку компенсации  $e$ , второе — уравнение модификации оценок  $\hat{w}$  вектора амплитуд мешающих отражений, а третье определяет вектор демодулирующей последовательности с учетом временной режекции мешающих отражений:

$$e_i = (1 - |u_i|) \cdot (s_i - U_i^H \cdot \hat{w}_{i-1});$$

$$\hat{w}_i = \hat{w}_{i-1} + \frac{V_i}{V_i^H \cdot V_i} \cdot \mu \cdot e_i^*;$$

$$V_i = U_i \cdot D_i,$$

где  $e_i$  — значение ошибки компенсации  $e$  в момент времени  $i$ ;  $u_i$  — значение символа троичной модулирующей последовательности  $u$  ( $u_i \in [-1, 0, +1]$ ) в  $i$ -й момент времени;  $U_i$  — значение вектора, содержащего  $M$  последних отсчетов троичной модулирующей последовательности  $u$ , т. е. от  $u_{i-M}$  до  $u_{i-1}$  включительно;  $s_i$  — значение сигнала  $s$  на входе приемника в  $i$ -й момент времени;  $\hat{w}_i$  и  $\hat{w}_{i-1}$  — значения вектора оценок в текущий  $i$ -й и предыдущий  $i-1$ -й моменты времени (размерность  $M$ );  $\mu$  — шаг адаптации, который выбирается из диапазона значений  $(0, 1)$  из соображений устойчивости;  $D_i$  — диагональная матрица  $M \times M$  с главной диагональю, определяемой вектором временной режекции  $X_i$ ;  $V_i$  — значение вектора демодулирующей последовательности с учетом временной режекции (размерность  $M$ );  $(\cdot)^*$  — символ комплексного сопряжения;  $(\cdot)^H$  — символ транспонирования и комплексного сопряжения вектора; множитель  $(1 - |u_i|)$  в первом выражении отражает особенности квазинепрерывного режима, когда вход приемника бланкируется на время излучения активного (ненулевого) импульса.

Именно вектор временной режекции  $X$  определяет, какие каналы корреляционной обработки открыты, а какие заблокированы для приема текущего отсчета ошибки компенсации  $e_i$ , содержащей принятый сигнал. Для формирования этого вектора используется вектор  $T$  превышения порога, имеющий значение 1 на тех задержках, где оценки амплитуд  $\hat{\omega}$  превысили порог режекции  $h$ , и значение 0 — на остальных.

$$T_i = |\hat{\omega}| > h.$$

Вектор  $X_i$  временной режекции принимает значение вектора  $T_i$  превышения порога, если текущий входной отсчет содержит хотя бы один импульс режектируемых помех, и единичного вектора — в противном случае, т. е., когда на входе нет режектируемых помех:

$$X_i = \begin{cases} T_i, & \text{если } T_i^H \cdot |U_i| > 0, \\ 1, & \text{если } T_i^H \cdot |U_i| = 0. \end{cases}$$

Порог режекции  $h$  вырабатывается на основании априорной информации о мощности  $\sigma_v^2$  входного шума  $v$ , порядке адаптивного фильтра  $M$  и пик-факторе  $pf_x$  зондирующего сигнала в соответствии с выражением

$$h = C_h \cdot \sqrt{\frac{pf_x \cdot \sigma_v^2}{M}},$$

где  $C_h$  — множитель, определяющий величину относительного порога.

При исследовании эффективности компенсации мешающих отражений предполагалось, что сигнал на входе приемника  $s$  представляет собой аддитивную смесь  $M$  мешающих отражений с различными задержками и амплитудами, определяемыми вектором  $w$  (размерность  $M$ ), и белого гауссовского шума  $v$  с нулевым средним значением.

$$s_i = U_i^H \cdot w_i + v_i. \tag{1}$$

При выборе модели флуктуаций мешающих отражений наибольший интерес представляют те, которые не позволяют получить достаточно высокой степени подавления при адаптивной компенсационной обработке. В частности, отражения от морских волн [1] и других совокупностей независимо флуктуирующих отражателей имеют экспоненциально убывающий характер корреляционной функции  $\rho(\tau)$ :

$$\rho(\tau) = e^{-4\Delta f|\tau|},$$

где  $\Delta f$  — эффективная ширина спектра флуктуаций, достигающая сотен Гц для  $X$  диапазо-

на. В отличие от других типов флюктуаций, имеющих корреляционную функцию, близкую к гауссовской кривой, спектральная плотность мощности этих флюктуаций имеет низкую скорость спада боковых лепестков. Как следствие, качество оценок и эффективность когерентной компенсации мешающих отражений этого типа намного ниже. Временная режекция может оказаться эффективным средством их подавления, особенно в случае достаточно высокой степени их локализации по задержке.

В рассматриваемом случае для имитации флюктуаций с экспоненциальной функцией корреляции (1) удобно использовать векторный рекурсивный фильтр первого порядка с коэффициентом авторегрессии  $\beta$ , на вход которого действует векторный нормальный широкополосный шум  $\xi$  с равномерным спектром, нулевым средним значением и условно единичной дисперсией.

$$\beta = e^{-\frac{4\Delta f}{f_s}},$$

$$w_i = \beta \cdot w_{i-1} + c \cdot \xi_i,$$

где  $f_s$  — частота дискретизации фильтра и процессов на его входе и выходе;  $c$  — нормирующий множитель, который обеспечивает постоянное среднее квадратичное значение коэффициентов  $w$  при изменении параметров фильтра.

Эффективность  $\eta_r$  алгоритма временной режекции можно оценивать по среднеквадратической ошибке оценок амплитуд нережектированных мешающих отражений, отнесенной к суммарной мощности мешающих отражений:

$$\eta_r = -10 \cdot \lg \left( \frac{E(\hat{w}_x - w_x)^2}{E(\sum w^2)} \right), \text{ дБ}, \quad (2)$$

где  $E(\cdot)$  — символ статистического среднего;  $w_x$ ,  $\hat{w}_x$  — вектор амплитуд мешающих отражений и вектор их оценок, из которых исключены компоненты, подвергающиеся временной режекции.

Для сравнения с алгоритмом когерентной компенсации мешающих отражений вычислим такую же оценку  $\eta_c$  для тех же векторов  $w$ ,  $w_x$  и  $\hat{w}_x$ , но когда временная режекция не применяется. Для этого достаточно установить высокое значение относительного порога режекции  $C_h$ , который заведомо никогда не будет достигнут.

Кроме того, необходимо учитывать энергетические потери  $L_r$  принимаемых сигналов, возникающие вследствие временной режекции мощных мешающих отражений:

$$L_r = -10 \cdot \lg \left( \frac{pf_r^2}{pf_x^2} \right), \text{ дБ},$$

где  $pf_r$  — среднее значение пик-фактора принимаемых сигналов;  $pf_x$  — пик-фактор излучаемого сигнала. Тогда эффективность  $\eta$  временной режекции мешающих отражений с учетом указанных потерь определяется выражением

$$\eta = \eta_r - L_r, \text{ дБ}. \quad (3)$$

В дальнейшем будем называть ее *приведенной эффективностью*.

Описанная выше модель реализована в среде визуального моделирования Simulink Matlab 6.5.

### Результаты моделирования

Для моделирования были установлены следующие основные параметры: ширина спектра сложного сигнала — 10 МГц; количество каналов по дистанции (порядок фильтра  $M$ ) — 32; пик-фактор сигнала — от 3 до 18; мешающие отражения имеют одинаковую среднюю мощность и занимают  $K = 2 \dots 16$  элементов дистанции; эффективная ширина спектра флюктуаций мешающих отражений — от 20 Гц до 2,4 КГц; суммарная мощность мешающих отражений условно принята за 1; мощность  $\sigma_v^2$  аддитивного шума — от -90 дБ до -30 дБ, что соответствует как подавляющему преобладанию мешающих отражений над шумом, так и практическим требованиям; в этом случае оптимальное значение шага адаптации  $\mu = 1$ .

В результате моделирования получен ряд зависимостей.

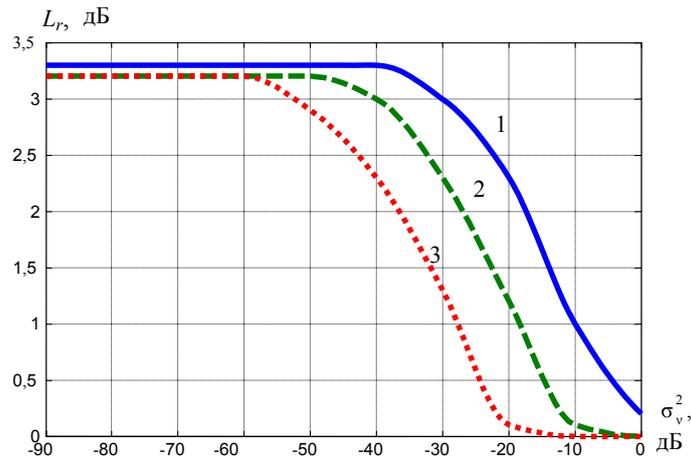


Рис.1. Зависимость энергетических потерь  $L_r$  от относительного уровня шума  $\sigma_v^2$  при различных значениях относительного порога режекции  $C_h$ : 1 — 10 дБ, 2 — 20 дБ, 3 — 30 дБ

Зависимость на рис.1 получена при пик-факторе, равном 6, и мешающих отражениях, занимающих четыре первых элемента разрешения по дистанции с суммарной мощностью, равной 1. Можно считать, что при этих условиях аргументом является отношение шум/(суммарная мощность помех).

Рис.1 показывает, что энергетические потери  $L_r$  при малом уровне шума почти постоянны и мало зависят от относительного порога режекции  $C_h$ . Возрастание мощности шума приводит к снижению потерь вследствие отключения режекции мешающих отражений, все более слабо выделяющихся на фоне шума. Наиболее заметно снижение потерь для высокого относительного порога режекции. Хотя энергетические потери за счет временной режекции не превышают в данном случае 3,2 дБ, их необходимо учитывать для корректного сравнения алгоритмов временной режекции и когерентной компенсации. Влияние этих потерь учитывается в выражении (3) приведенной эффективности временной режекции. В результатах, приводимых далее, используется именно этот показатель. Поэтому следует иметь в виду, что изменение энергетических потерь, аналогичное показанному на рис.1, учитывается, хотя в явном виде и не приводится.

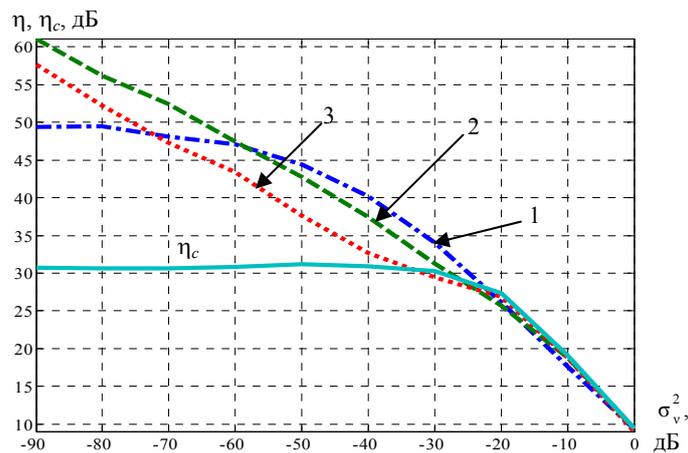


Рис.2. Зависимость приведенной эффективности временной режекции  $\eta$  и эффективности когерентной компенсации  $\eta_c$  от относительного уровня шума  $\sigma_v^2$  (отношения шум/помеха) при различных значениях относительного порога режекции  $C_h$ : 1 — 10 дБ, 2 — 20 дБ, 3 — 30 дБ

На рис.2 хорошо видно, что для отношения шум/помеха ниже  $-30$  дБ эффективность когерентной компенсации практически постоянна и, естественно, не зависит от относительного порога режекции. Временная режекция приносит дополнительный выигрыш по сравнению с когерентной компенсацией только в случае, когда суммарная мощность помех больше уровня шума на  $20\div 30$  дБ. Это объясняется тем, что эффективность когерентной компенсации при указанных условиях достигает предельного значения и не возрастает при дальнейшем возрастании мощности помех по отношению к шуму. Величина выигрыша за счет временной режекции зависит и от отношения мощности помех к шуму и от относительного порога режекции. Для приведенного диапазона изменения параметров дополнительный выигрыш за счет режекции достигает  $20\div 30$  дБ при малом уровне шума.

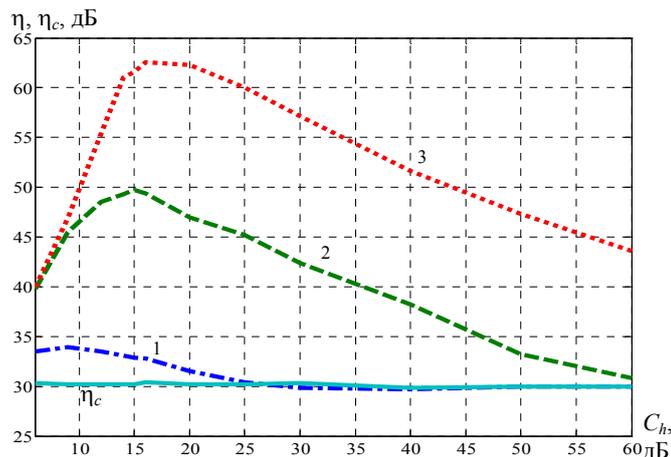


Рис.3. Зависимость приведенной эффективности временной режекции  $\eta$  и эффективности когерентной компенсации  $\eta_c$  от относительного порога режекции  $C_h$  при различных значениях относительного уровня шума  $\sigma_v^2$ :  $-30$  дБ (1),  $-60$  дБ (2),  $-90$  дБ (3)

Характерным на рис.3 является наличие максимума, что, как правило, свидетельствует о совместном воздействии нескольких факторов. Величина относительного порога непосредственно влияет на вероятность ошибочного включения и выключения сигнала режекции. Чем выше установлен относительный порог, тем меньше вероятность ошибочного включения режекции (помехи нет, но сигнал режекции включается) и больше вероятность ошибочного отключения (помеха есть, но режекция отключается). При ошибочном включении режекции возрастают энергетические потери полезных сигналов. Эти потери уменьшаются при увеличении порога режекции. При ошибочном отключении нережектированная помеха создает дополнительные ошибки в оценках амплитуд, что в соответствии с выражением (2) снижает эффективность компенсации мешающих отражений. Вероятность этих ошибок увеличивается при повышении порога режекции, более того, влияние каждой ошибки возрастает вследствие возрастания амплитуды нережектированной помехи. Таким образом, существует оптимальное значение порога, при котором достигается минимальное влияние обоих типов ошибок. Оптимальное значение порога режекции зависит от относительного уровня шума, но при вариации его в пределах от  $-60$  до  $-90$  дБ остается практически неизменным.

Зависимости, представленные на рис.1-3, были получены при одной и той же эффективной ширине спектра флуктуаций мешающих отражений, равной  $2,4$  КГц (ширина спектра сигнала  $10$  МГц). Этот параметр оказывает сильное влияние, как на эффективность когерентной компенсации, так и на ошибки включения-выключения временной режекции.

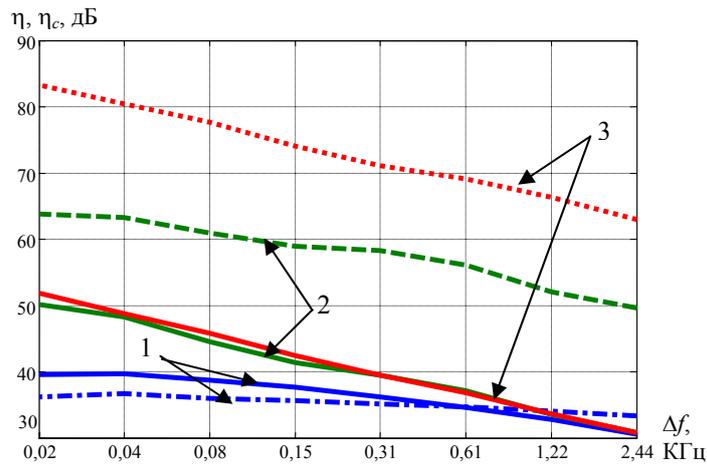


Рис.4. Зависимость приведенной эффективности временной режекции  $\eta$  (пунктирные и штрихпунктирные линии) и эффективности когерентной компенсации  $\eta_c$  (сплошные линии) от ширины спектра флюктуаций  $\Delta f$  при различных значениях относительного уровня шума  $\sigma_v^2$ : -30 дБ (1), -60 дБ (2), -90 дБ (3)

Анализируя полученные результаты, отметим, что для низкого относительного уровня шума -90÷-60 дБ эффективность когерентной компенсации почти одинакова, поскольку определяется только характеристиками мешающих отражений. При более высоком уровне шума (-30 дБ) именно он начинает оказывать определяющее влияние на эффективность когерентной компенсации, фактически ограничивая ее при медленных флюктуациях мешающих отражений ( $\Delta f = 200 \div 400$  Гц).

Временная режекция позволяет получить существенный выигрыш в том случае, когда мощность помех значительно превышает мощность шума. В частности, при относительном уровне шума -60 дБ выигрыш за счет применения временной режекции составляет 18÷21 дБ, а при относительном уровне шума -90 дБ достигает 34÷37 дБ. Применение временной режекции при высоком относительном уровне шума -30 дБ либо дает незначительный выигрыш (~5 дБ) по сравнению с когерентной компенсацией быстро флюктуирующих помех, либо даже приводит к проигрышу при более медленных флюктуациях.

Рассмотрим влияние последнего параметра — количества режестируемых помех — на эффективность временной режекции. Эта зависимость показана на рис.5.

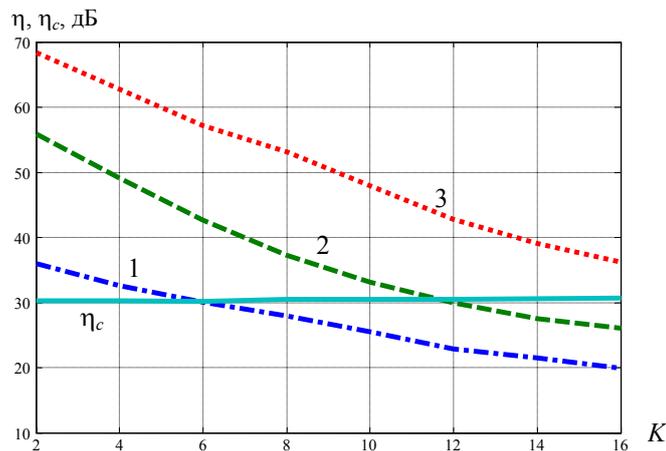


Рис.5. Зависимость приведенной эффективности временной режекции  $\eta$  и эффективности когерентной компенсации  $\eta_c$  от количества режестируемых помех  $K$  при постоянном пик-факторе сигнала ( $pf_x = 6$ );  $\sigma_v^2 = -30$  дБ (1), -60 дБ (2), -90 дБ (3)

Хорошо видно, что эффективность когерентной компенсации постоянна. Известно, что она определяется диапазоном задержек компенсируемых помех и не зависит от их реально существующего количества и распределения по задержке. Эффективность временной режекции монотонно спадает по мере возрастания количества режектируемых мешающих отражений. Это спадание обусловлено в первую очередь увеличением вероятности ошибок включения-выключения режекции из-за взаимного влияния большого количества мешающих отражений. Вторым фактор — это возрастание энергетических потерь при режекции большого числа помех. Очевидно, что увеличение пик-фактора сигнала при возрастании количества режектируемых помех может нивелировать такую быструю потерю эффективности рассматриваемого алгоритма, снижая влияние указанных факторов.

Несложно показать, что оптимальное значение  $pf_{opt}$  пик-фактора зондирующего сигнала, который обеспечивает максимальную энергию (минимальный пик-фактор  $pf_c$ ) принимаемых сигналов при условии режекции  $K$  мешающих отражений с дискретными задержками, определяется выражением

$$pf_{opt} = K + 2. \quad (4)$$

На рис.6 показаны зависимости, аналогичные приведенным на рис.5, но пик-фактор устанавливался в соответствии с выражением (4).

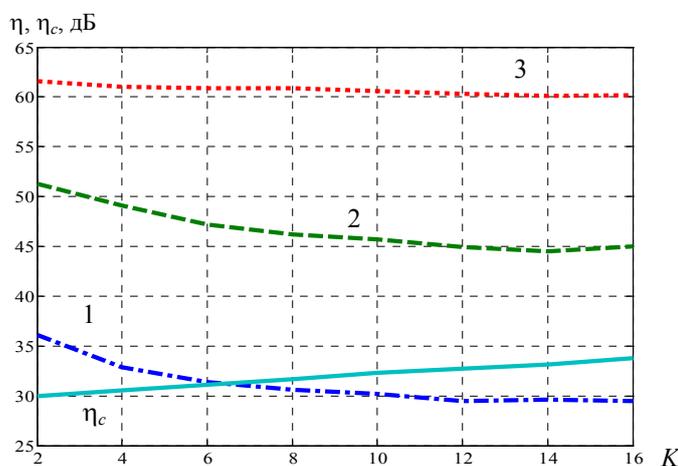


Рис.6. Зависимость приведенной эффективности временной режекции  $\eta$  и эффективности когерентной компенсации  $\eta_c$  от количества режектируемых помех  $K$  при оптимальном пик-факторе сигнала;  $\sigma_v^2 = -30$  дБ (1),  $-60$  дБ (2),  $-90$  дБ (3)

Сравнивая рис.5 и рис.6, можно констатировать, что назначение пик-фактора сигнала в соответствии с количеством режектируемых помех существенно повышает эффективность временной режекции. При низком относительном уровне шума ее падение при увеличении количества режектируемых помех становится незначительным. Отметим, что эффективность когерентной компенсации возрастает при увеличении пик-фактора сигнала. Это объясняется уменьшением степени наложения во времени сигналов с различными задержками и соответствующим снижением взаимных помех. Использование временной режекции при высоком (до  $-30$  дБ) относительном уровне шума по-прежнему нецелесообразно, так как не позволяет получить заметного выигрыша по сравнению с когерентной компенсацией.

### Заключение

1. Исследована эффективность предложенного алгоритма адаптивной временной режекции при подавлении флюктуирующих мешающих отражений с экспоненциально убывающей корреляционной функцией и произведено ее сравнение с эффективностью когерентной компенсации помех.

2. Даны оценки эффективности рассматриваемого алгоритма при изменении основных параметров мешающих отражений и устройства обработки: отношения помеха/шум, относительного порога режекции, количества мешающих отражений и ширины спектра их флуктуаций.

3. Результаты моделирования показывают, что временную режекцию мешающих отражений целесообразно применять при отношении помеха/шум больше 30 дБ. Выигрыш по сравнению с когерентной компенсацией помех может достигать 20÷30 дБ.

4. При изменении количества режектируемых помех для повышения эффективности временной режекции следует пропорционально изменять пик-фактор зондирующего сигнала.

- 
1. Морская радиолокация / Под ред. В.И.Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
  2. Быстров Н.Е. // Известия вузов России. Сер.: Радиоэлектроника. Вып. 2. СПб, 2003. С.3-11.
  3. Naykin S. Adaptive Filter Theory. Forth Edition. Prentice Hall, 2003. 920 p.
  4. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н.Коуна и П.М.Гранта. Пер. с англ. под ред. С.М.Ряковского. М.: Мир, 1988. 392 с.