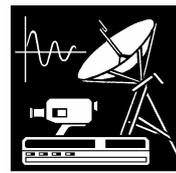


РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



УДК 621.396.967; 621.396.962

Н.Е.Быстров

**РЕЖЕКЦИЯ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ
ПРИ КВАЗИНЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМЕ ИЗЛУЧЕНИЯ И ПРИЕМА СИГНАЛОВ
С ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫМ ЗАКОНОМ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ**

A clutter time rejection algorithm for reception and transmission pseudorandom amplitude phase shift keying signals in quasi-continuous mode of operation is examined in the article. An estimation of energy loss depending on quasi-continuous signal peak-factor is carried out. An optimal value of quasi-continuous signal peak-factor is determined to minimize energy loss in clutter time rejection algorithm.

Введение

Распространенным видом сигналов, используемых в радиолокационных системах различного назначения, являются квазинепрерывные зондирующие сигналы с псевдослучайным законом амплитудной и фазовой манипуляций [1,2]. В этом случае зондирующий сигнал большой длительности излучается отдельными фазоманипулированными посылками с различной длительностью и интервалами их следования, а их прием эхо-сигналов осуществляется в паузах излучения.

Псевдослучайный характер амплитудной манипуляции квазинепрерывного сигнала позволяет использовать специфический способ борьбы с мешающими отражениями, основанный на дополнительном бланкировании корреляционных каналов на время действия импульсов помех.

В настоящей работе предлагается и исследуется алгоритм временной режекции мешающих отражений и производится оценка энергетических потерь в зависимости от пик-фактора квазинепрерывного сигнала.

Принцип временной режекции мешающих отражений

Примем, что модулирующая последовательность $W = \{w_i\}$, $w_i \in \{0, \pm 1\}$ задает псевдослучайный закон амплитудно-фазовой манипуляции зондирующего сигнала. При квазинепрерывном режиме излучения и приема сигналов коммутация передающего тракта РЛС производится по закону двоичной последовательности $X = \{x_i\}$, $x_i \in \{0, 1\}$, а приемный тракт коммутируется по закону инверсной последовательности $\bar{X} = \{\bar{x}_i\}$, $\bar{x}_i \in \{0, 1\}$, $\bar{x}_i = 1 - x_i$, и тем самым исключается непосредственное проникновение сигнала передатчика в приемный тракт обработки. Такой же принцип можно применить и для режекции мешающих отражений с задержками, отличными от нуля. Суть временной режекции мешающих отражений состоит в том, что в моменты поступления на вход дальномерного корреляционно-фильтрового канала обработки импульсов мощных помех производится бланкирование тех корреляционных каналов, задержки опорных сигналов которых отличаются от задержек режектируемых помех. Решение о временной режекции мешающих отражений может приниматься на основании априорной информации или по результатам текущей обработки сигналов.

Не останавливаясь подробно на методах принятия решения о наличии мощных мешающих отражений и измерения их параметров, будем считать, что на дистанции, состоя-

щей из $C \max$ элементов разрешения, обнаружено K_n мешающих отражений и получены оценки задержек s_k , $k = 1, \dots, K_n$.

В общем случае в каждом корреляционном канале следует режектировать все мешающие отражения, которые отличаются по задержке от демодулирующей последовательности. В этом случае можно определить матрицу режекции помех:

$$V_{реж_{c,k}} = \begin{cases} 0, & \text{если } c \neq s_k, \\ 1, & \text{если } c = s_k, \end{cases} \quad c = 0, \dots, C \max, \quad k = 1, \dots, K_n, \quad (1)$$

т.е. элемент матрицы принимает значение 0, если номер канала обработки не равен значению задержки помехи, или 1, если номер канала обработки равен значению задержки мешающего отражения.

Зная матрицу режекции помех (1), дискретную последовательность бланкирования $X_{реж_c} = \{x_{реж_{i,c}}\}$, $x_{реж_{i,c}} \in \{0, 1\}$, $i = 0, \dots, N-1$ для c -го дальномерного канала обработки необходимо формировать по правилу

$$x_{реж_{i,c}} = \bigcup_{k=1}^{K_n} (x_{i-s_k} \cdot \overline{V_{реж_{c,k}}}), \quad c = 0, \dots, C \max. \quad (2)$$

Отсюда следует, что если на входе c -го корреляционного канала обработки в i -й момент времени присутствует активный импульс $|w_{i-s_k}| = 1$ k -го мешающего отражения, за исключением $c = s_k$, то символ последовательности бланкирования принимает значения $x_{реж_{i,c}} = 0$.

С учетом вида дискретной последовательности бланкирования (2) демодулирующую последовательность в c -м дальномерном канале обработки следует строить по правилу посимвольного произведения $w_{реж_{i,c}} = x_{реж_{i,c}} \cdot w_{i-c}$. В каналах обработки элементы демодулирующей последовательности всегда обращаются в 0, когда символ последовательности бланкирования $x_{реж_i} = 0$, тем самым обеспечивается режекция импульсов мощных мешающих отражений в c -м дальномерном канале. Следует отметить, что при режекции отражений РЛС не «слепнет» на тех дальностях, которые соответствуют режектируемыми помехам.

Анализ эффективности режекции мощных мешающих отражений

Произведем анализ эффективности применения режекции мощных помех при априорно известных значениях задержек мешающих отражений.

В качестве примера рассмотрим обработку двух слабых сигналов при воздействии двух мощных мешающих сигналов и шума. Обнаруживаемые слабые сигналы имеют задержки $s = \{15, 55\}$ и частоты $\nu = \{12, 15\}$. Два мощных сигнала одинаковой интенсивности имеют задержки $s = \{75, 99\}$ и доплеровские сдвиги частоты $\nu = \{10, 3\}$. Мощность полезных сигналов на 30 дБ и 40 дБ меньше мощности помех. Мощность шумов на 30 дБ меньше мощности помех. Для сопоставления приведем результаты обработки смеси сигналов длиной $N = 16384$ с пик-фактором $pf = 5$ и шума без применения временной режекции мешающих отражений. На рис.1а представлены отклики при корреляционно-фильтровой обработке смеси сигналов. Для наглядности результаты обработки представлены в виде совмещенных по частоте профилей функции отклика сигналов по задержке. Как видно, в результате обработки достоверно обнаруживаются только мощные сигналы, а уровень помех по боковым лепесткам взаимной функции неопределенности (ВФН) исключает возможность обнаружения слабых сигналов. Однако, как следует из рис.1б, применение режекции мешающих отражений при обработке сигналов позволило практически полностью исключить помехи. Можно также заметить, что амплитуды откликов сжатых сигналов меньше,

чем это должно было быть без временной режекции. Очевидно, эти потери вызваны временной режекцией мешающих сигналов, а величина их зависит от пик-фактора квазинепрерывных сигналов и числа режектируемых мешающих сигналов.

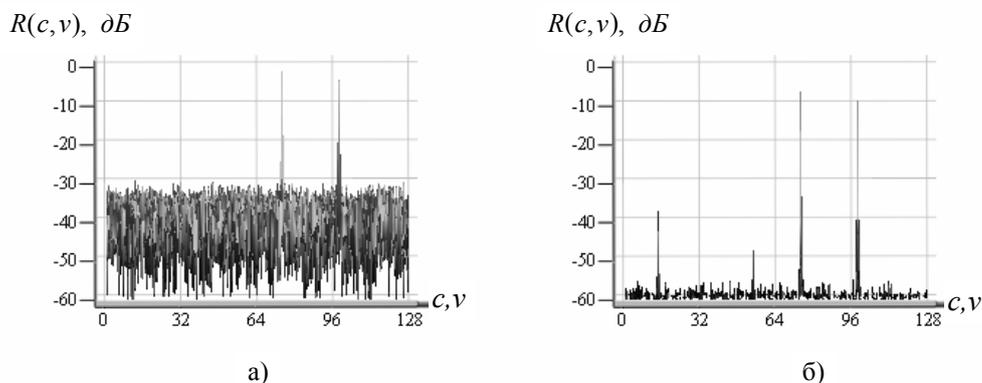


Рис.1. Функции откликов при воздействии двух помех: а) без режекции помех; б) с режекцией помех

Для сопоставления рассмотрим обработку двух полезных сигналов и шума при воздействии четырех мешающих отражений с задержками $s = \{47, 76, 95, 99\}$ и доплеровскими сдвигами частоты $\nu = \{3, 2, 14, 2\}$. Обнаруживаемые сигналы имеют задержки $s = \{11, 29\}$ и частоты $\nu = \{15, 12\}$, а их мощности, как и ранее, на 30 дБ и на 40 дБ меньше мощности помех. Соотношение мощностей помех и шума не изменяется.

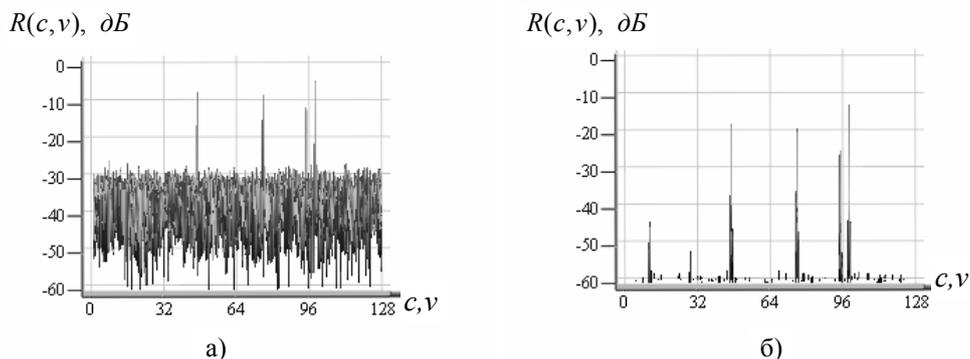


Рис.2. Функции откликов при воздействии четырех помех: а) без режекции помех; б) с режекцией помех

На рис.2а представлены результаты обработки сигналов без применения временной режекции мешающих отражений. Можно видеть, что в результате обработки, как и ранее, уверенно обнаруживаются и разрешаются только мощные четыре сигнала. Интенсивность помех по боковым лепесткам возросла и не позволяет выделить слабые сигналы на их фоне. Как следует из рис.2б, применение режекции мешающих сигналов также привело к возможности достоверного обнаружения полезных сигналов. Однако следует обратить внимание на увеличение энергетических потерь в откликах сигналов на выходе корреляционных каналов обработки. Это вызвано временной режекцией большего числа мощных сигналов.

Оценка энергетических потерь и оптимизация пик-фактора квазинепрерывных сигналов

В качестве недостатка процедуры временной режекции помех следует отметить наличие энергетических потерь при обработке сигналов в дальномерных каналах обра-

ботки. При увеличении числа мешающих отражений растет пик-фактор сигнала режекции $X_{реж_c} = \{x_{реж_{i,c}}\}$ — и, следовательно, растут энергетические потери обрабатываемых сигналов.

Для получения характеристик энергетических потерь воспользуемся вероятностной оценкой пик-фактора $pf_{реж}$ сигналов режекции $X_{реж_c} = \{x_{реж_{i,c}}\}$ и пик-фактора $pf_{пр}$ принимаемых (обрабатываемых) сигналов в зависимости от количества K_n мешающих отражений. Если псевдослучайная последовательность коммутации передающего тракта характеризуется пик-фактором pf , то при режекции K_n мешающих отражений пик-фактор последовательности режекции будет определяться выражением

$$pf_{реж} = (pf / (pf - 1))^{K_n + 1}.$$

Используя эту зависимость, можно дать следующую характеристику пик-фактора принимаемых сигналов при режекции K_n помех:

$$pf_{пр} = pf \cdot (pf / (pf - 1))^{K_n + 1}. \quad (3)$$

Зависимости пик-фактора $pf_{реж}$ сигнала режекции и пик-фактора $pf_{пр}$ принимаемых сигналов от количества мешающих отражений приведены соответственно на рис.3а и рис.3б, когда параметром является пик-фактор последовательности коммутации передающего тракта pf .

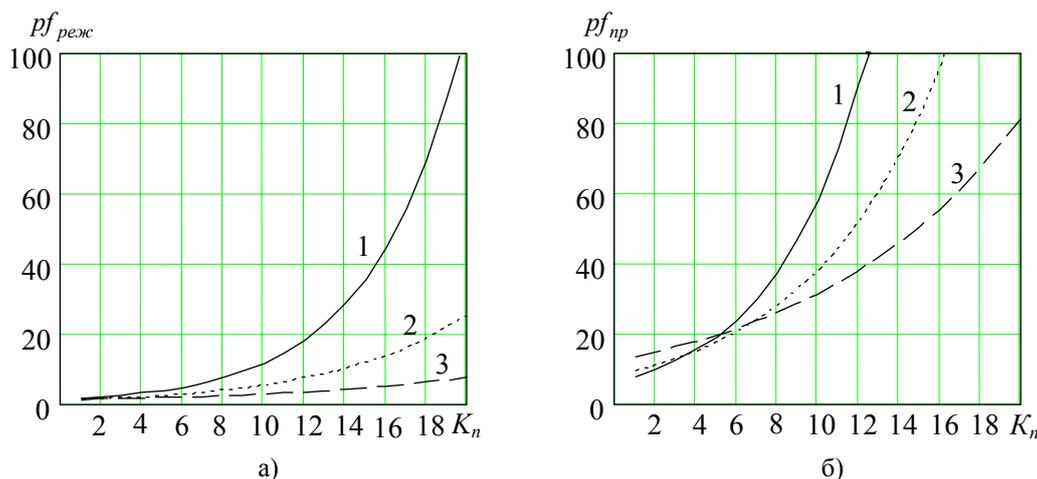


Рис.3. Значение пик-факторов сигнала режекции (а) и принимаемых сигналов (б) в зависимости от количества мешающих отражений; $pf = 5$ (1), 7 (2), 11 (3)

Из приведенных зависимостей на рис.3а следует, что пик-фактор $pf_{реж}$ сигналов режекции монотонно возрастает с увеличением числа режектируемых мешающих отражений — и тем быстрее, чем меньше пик-фактор pf сигнала коммутации передающего тракта. Более сложный характер имеют аналогичные зависимости пик-фактора $pf_{пр}$ принимаемых сигналов. Из рис.3б видно, что при режекции не более трех мешающих отражений минимальное значение пик-фактора принимаемых сигналов достигается при меньшем пик-факторе сигнала коммутации передающего тракта. Однако с ростом числа режектируемых помех пик-фактор обрабатываемого сигнала становится тем меньше, чем больше пик-фактор последовательности коммутации передающего тракта.

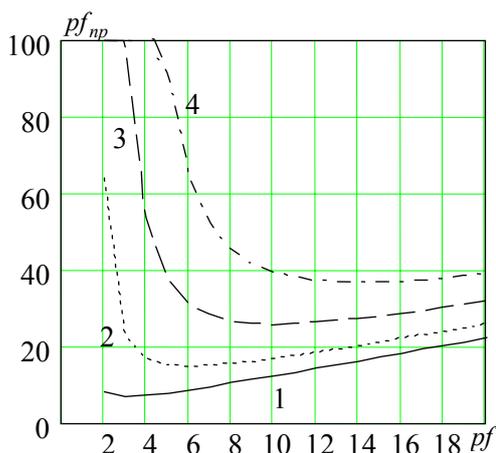


Рис. 4. Зависимости пик-фактора принимаемых сигналов от пик-фактора зондирующего сигнала; $K_n = 1(1), 4(2), 8(3), 12(4)$

Поскольку энергетические потери при режестии помех во многом определяется степенью перекрытия во времени слабых сигналов с сильными отражениями, то за счет выбора пик-фактора квазинепрерывных сигналов можно минимизировать энергетические потери. Как следует из соотношения (3), при фиксированном числе режестируемых мешающих отражений K_n имеется оптимальное значение пик-фактора квазинепрерывного сигнала и, следовательно, сигнала коммутации передающего тракта, при котором достигается максимальная энергия принимаемых сигналов: $pf_{opt} = K_n + 2$. Можно привести аналитическую зависимость пик-фактора принимаемых сигналов при оптимальном пик-факторе pf_{opt} зондирующего квазинепрерывного сигнала:

$$pf_{opt\ np} = \frac{(K_n + 2)^{(K_n + 2)}}{(K_n + 1)^{(K_n + 1)}}.$$

График этой зависимости приведен на рис. 5.

Сопоставляя зависимости на рис. 3б и на рис. 5, можно видеть, что оптимизация пик-фактора зондирующего сигнала позволяет значительно снизить пик-фактор принимаемых сигналов начиная с режестии шести мешающих отражений.

Произведем оценку потерь в отношении сигнал/шум при введении временной режестии мешающих отражений. Учитывая выражение (3), можно дать следующую оценку потерь в отношении сигнал/шум в зависимости от количества режестируемых помех:

$$\overline{\gamma}_{с/ш}^2 = \frac{q_{реж}^2}{q_{кв}^2} \approx \left(\frac{pf - 1}{pf} \right)^{K_n}.$$

Графики, приведенные на рис. 6а, отражают зависимость потерь в отношении сигнал/шум от количества режестируемых мешающих отражений. Параметром семейства кривых служит пик-фактор квазинепрерывных сигналов. Как и следовало ожидать, потери монотонно возрастают с уве-

Зависимости значений пик-фактора принимаемых сигналов от пик-фактора сигналов коммутации передающего тракта при режестии помех приведены на рис. 4; параметром зависимостей является число режестируемых помех K_n .

На приведенных графиках можно видеть «оптимальное» значение пик-фактора квазинепрерывного сигнала при котором достигается минимум пик-фактора принимаемых сигналов при фиксированном числе режестируемых помех. Так, при режестии четырех помех для максимизации принятой энергии необходимо иметь пик-фактор квазинепрерывного сигнала $pf = 6$, при режестии восьми помех необходим пик-фактор зондирующего сигнала $pf = 10$.

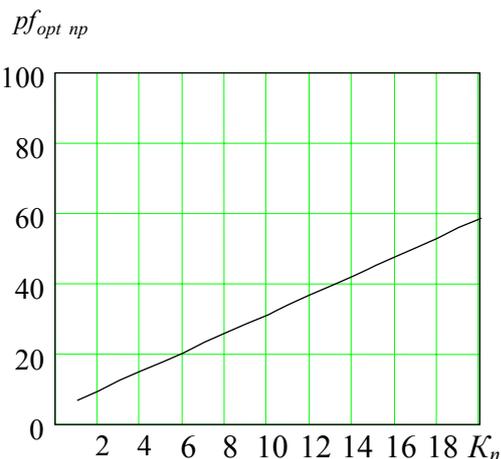


Рис. 5. Зависимость пик-фактора принимаемых сигналов от количества помех при оптимальном пик-факторе сигнала

личением числа режектурируемых помех. При этом скорость возрастания потерь $\overline{\gamma_{c/ш}}$ выше для сигналов с меньшим значением пик-фактора.

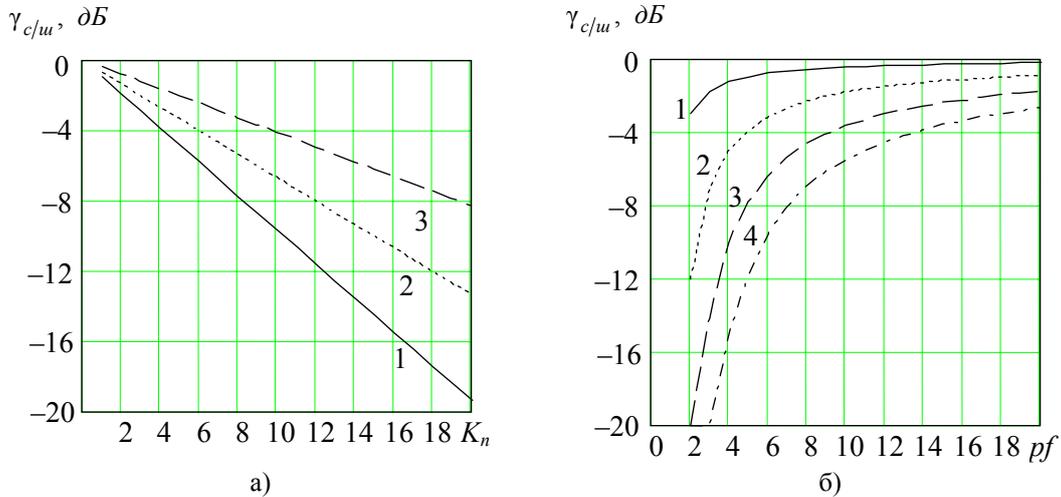


Рис.6. Зависимости потерь в отношении сигнал/шум а) от количества помех: $pf = 5$ (1), 7 (2), 11 (3); б) от пик-фактора сигнала: $K_n = 1$ (1), 4 (2), 8 (3), 12 (4)

На рис.6б изображены зависимости потерь в отношении сигнал/шум от пик-фактора квазинепрерывного сигнала при различном числе режектурируемых помех. Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод о достаточно больших потерях в отношении сигнал/шум при режекции мешающих отражений с малым значением пик-фактора $pf = 2 \div 5$. Так, при 12 мешающих отражениях потери составляют 10 дБ.

Минимизация энергетических потерь может быть осуществлена путем оптимизации пик-фактора квазинепрерывных сигналов к реальной помеховой обстановке. Оптимизация пик-фактора зондирующего сигнала к количеству режектурируемых помех дает следующую оценку потерь в отношении сигнал/шум:

$$\overline{\gamma_{opt\ c/ш}^2} = \frac{(K_n + 2)^{K_n + 2}}{(K_n + 1)^{K_n + 1}} \cdot \frac{(K_n + 2)^2}{K_n + 1} = \left(1 + \frac{1}{K_n + 1}\right)^{K_n}. \quad (4)$$

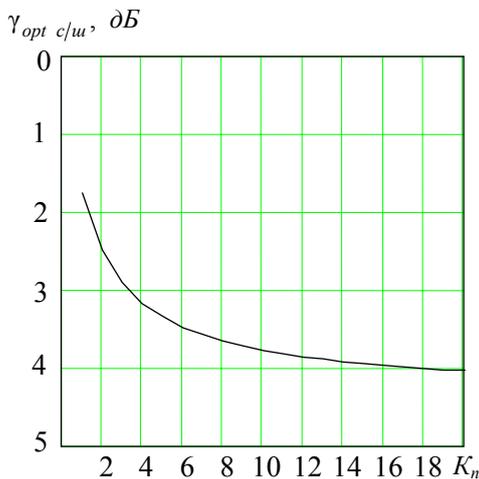


Рис.7. Потери в отношении сигнал/шум при оптимальном пик-факторе в зависимости от количества режектурируемых помех

Соответствующий график представлен на рис.7. При $K_n \rightarrow \infty$ соотношение (4) дает число e , и, следовательно, при оптимизации пик-фактора квазинепрерывного сигнала дополнительные потери не превышают $10 \cdot \lg(e) = 4,34$ дБ.

Выводы

В работе показано, что предлагаемый алгоритм режекции мешающих сигналов позволяет существенно повысить помехоустойчивость РЛС с квазинепрерывным режимом работы при воздействии сосредоточенных отражений. Произведена оценка потерь в отношении сигнал/шум при режекции мешающих отражений в зависимости от их количества и пик-фактора квази-

непрерывного сигнала. Получено простое выражение для выбора оптимального пик-фактора квазинепрерывного сигнала в зависимости от количества режектируемых помех.

1. Морская радиолокация / Под ред. В.И.Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
2. Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В., Жукова И.Н. // Науч. инф. сб. № 17 науч.-техн. конф. НИИ приборостроения им. В.В.Тихомирова. Жуковский, 2002. С.41-49.