

## МЕТОД НЕКОГЕРЕНТНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РЛС ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Валеев В.Г., Вахрушев А.С., Уральский Государственный Технический Университет – УГТУ-УПИ им. первого президента России Б. Н. Ельцина, [vg\\_valeev@list.ru](mailto:vg_valeev@list.ru)

*Исследуется метод подавления пассивных помех в радиочастотном тракте приёмника когерентно-импульсной РЛС до фазового детектора. Определяются условия эффективного применения такого метода подавления помех в сравнении с классическим алгоритмом ЧПК, реализуемым после фазового детектора. Рассматривается влияние степени корреляции пассивной помехи, доплеровского сдвига частоты помехи относительно частоты сигнала, отношений сигнал/помеха и помеха/шум на эффективность исследуемого метода.*

**1. Постановка задачи.** В когерентно-импульсных РЛС для ослабления влияния пассивных помех обычно применяется когерентная череспериодная компенсация (КЧПК) [1,2]. Такая компенсация реализуется после фазового детектора и её действие основано на частотной режекции составляющих спектра помехи, сосредоточенных в окрестности частот  $f_k = kF_p$ , где  $F_p$  – частота повторения импульсов,  $k = 0, 1, 2, \dots$

Для эффективной когерентной компенсации необходимо иметь линейный тракт обработки сигнала в большом динамическом диапазоне. Это трудно реализуемое условие. Поэтому КЧПК обычно применяется совместно с ограничением сигнала в УПЧ [1,2]. Ограничение, как известно, ухудшает отношение сигнал/помеха и поэтому эффективность компенсации помех при обнаружении слабых сигналов снижается.

Другим фактором, снижающим эффективность КЧПК, является наличие в помехе регулярного доплеровского сдвига частоты  $f_{дп} \neq 0$ , вызванного, например, перемещением подстилающей поверхности под действием ветра в морской радиолокации, в результате чего спектральные составляющие помехи смещаются относительно зон режекции, расположенных в точках  $f_k = kF_p$ . Для повышения эффективности КЧПК в таких условиях необходима настройка зон режекции на частотные составляющие помехи. Реализация такой настройки требует существенного усложнения аппаратуры.

Свободным от отмеченных недостатков является метод некогерентной череспериодной компенсации (НЧПК) пассивных помех, обоснованный в [3] для условия малого отношения сигнал/помеха и сильной межпериодной корреляции помеховых импульсов. Применение некогерентной компенсации помех в когерентно-импульсных РЛС ранее не исследовалось.

Целью данной работы является получение количественных характеристик эффективности применения НЧПК в РЛС с когерентным накоплением полезного сигнала. Критерием эффективности является уровень порогового сигнала, при котором достигаются заданные значения вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги. Исследование проводится методом моделирования средствами Matlab. В результате исследования определяются условия, при которых некогерентная компенсация пассивных помех в когерентно-импульсной РЛС может быть эффективнее когерентной.

**2. Описание объекта исследования.** На вход приемника РЛС поступает аддитивная смесь полезного сигнала  $U_c(t)$ , пассивной помехи  $U_p(t)$  и шума  $U_{ш}(t)$ :

$$U(t) = U_c(t) + U_p(t) + U_{ш}(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

Полезный сигнал (сигнал отраженный от обнаруживаемой цели)

$$U_c(t) = A_c a(t)\cos(\omega_0 t + \omega_{дс} t)$$

рассматривается в виде пачки радиоимпульсов с видеоимпульсной огибающей  $a(t)$ , постоянной амплитудой  $A_C$  и доплеровским сдвигом частоты  $\omega_{ДС}$ .

Пассивная помеха

$$U_{II} = A_{II}(t)\cos(\omega_0 t + \omega_{ДII} t + \varphi_{II}(t))$$

рассматривается в виде нормального случайного процесса, имеющего доплеровский сдвиг частоты  $\omega_{ДII}$  и корреляционную функцию с огибающей экспоненциального вида,  $R(\tau) = P_n \exp(-\beta|\tau|)$ .

Шум (внутренний шум приёмника)

$$U_{Ш} = A_{Ш}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_{Ш}(t))$$

рассматривается в виде нормального случайного процесса, имеющего равномерную спектральную плотность в полосе приёмника. В приёмнике РЛС принятый сигнал после усиления подвергается обработке по схеме, показанной на рис.1, где приняты следующие обозначения:

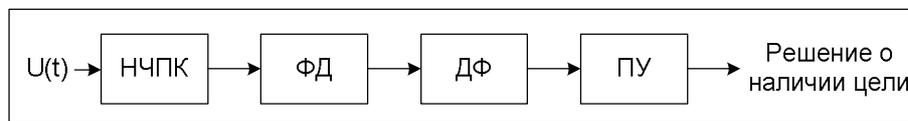


Рис. 1. Приемник РЛС с некогерентной череспериодной компенсацией пассивных помех

НЧПК – некогерентный череспериодный компенсатор, ФД – фазовый детектор, ДФ – доплеровский фильтр, ПУ – пороговое устройство.

Некогерентный компенсатор НЧПК выполнен по схеме, показанной на рис.2, где

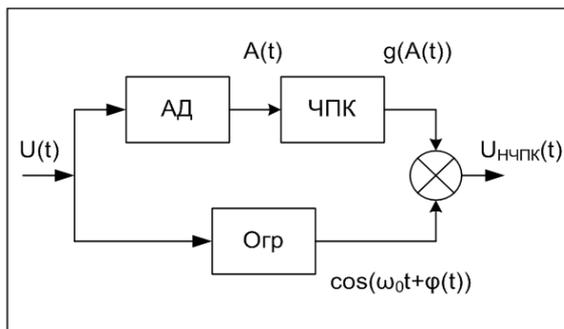


Рис. 2. Некогерентный череспериодный компенсатор

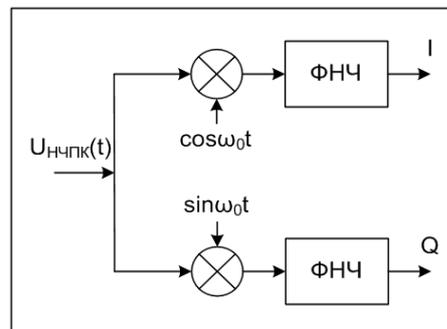


Рис. 3. Фазовый детектор

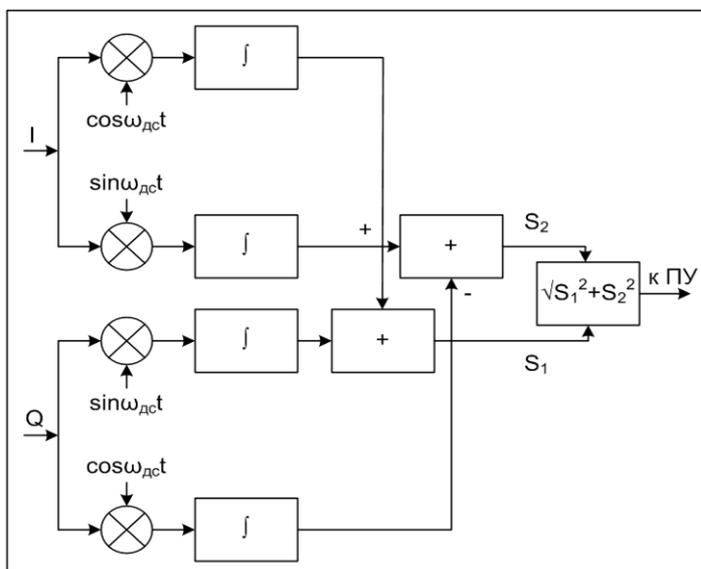


Рис. 4. Доплеровский фильтр

$$U_{НЧПК}(t) = g(A(t))\cos(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

В состав НЧПК входят: амплитудный детектор (АД), выделяющий огибающую  $A(t)$  принятого сигнала, череспериодный компенсатор (ЧПК), выполняющий преобразование

$$g(A(t)) = A(t) - A(t - T_{II}),$$

где  $T_{II}$  – период повторения импульсов, ограничитель (Огр), на выходе которого имеем

$$U_{ОГР}(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

Фазовый детектор ФД показан на рис.3. На выходе фазового детектора формируются синфазная  $I$  и

квадратурная  $Q$  составляющие обрабатываемого сигнала, равные  $I = \frac{1}{2}g(A(t))\cos\varphi(t)$ ,  $Q = -\frac{1}{2}g(A(t))\sin\varphi(t)$ . Доплеровский фильтр, настроенный на выделение сигнала с доплеровской частотой  $\omega_{дс}$ , приведён на рис.4. Интегрирование в доплеровском фильтре выполняется на временном интервале ожидания полезного сигнала.

Схема обработки, приведённая на рис.1, сравнивается с классической схемой обработки сигнала в когерентно-импульсных РЛС, показанной на рис. 5.

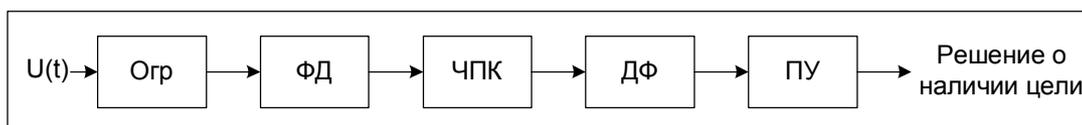


Рис. 5. Приемник РЛС с когерентной череспериодной компенсацией пассивных помех

Одноимённые блоки схем на рис.1 и рис.5 совпадают. Череспериодная компенсация ЧПК на рис.5 выполняется после фазового детектора в каналах  $I$  и  $Q$ . Исследования по схеме рис.5 проводятся в двух вариантах: при наличии и отсутствии ограничителя на входе.

### 3. Результаты исследования.

Исследования проводились моделированием средствами Matlab. Моделировалась обработка, соответствующая схемам, показанным на рис.1 и рис.5 при следующих условиях:

- количество накапливаемых импульсов  $N = 10 \div 100$ ;
- коэффициент межпериодной корреляции пассивной помехи  $\gamma = 0.9 \div 0.999$ ;
- отношение мощности сигнала  $P_c$  к мощности помехи  $P_n$  на входе приёмника – минус10 ÷ минус 50 дБ;
- отношение мощности помехи  $P_n$  к мощности шума  $P_{ш}$  в полосе приёмника – 20 ÷ 60 дБ;
- доплеровская частота сигнала  $F_{дс} = F_n/2$  ;
- доплеровская частота помехи  $F_{дп} = F_{дс}/5 \div F_{дс}/2$ ;
- вероятность ложной тревоги  $P_{лт} = 10^{-2}$  ;
- количество независимых испытаний при определении порога обнаружения для  $P_{лт} = 10^{-2}$  равнялось  $10^3$ ;
- количество независимых испытаний при оценке вероятности правильного обнаружения  $P_{по}$  равнялось  $10^2$ .

Исследовалось влияние степени корреляции пассивной помехи, доплеровского сдвига частоты помехи относительно частоты сигнала, отношений сигнал/помеха и помеха/шум на эффективность компенсации помехи разными методами.

Результаты моделирования показаны на рис.6 – 9 графиками: 1 - для схемы рис.1; 2 – для схемы рис.5 без ограничителя; 3 - для схемы рис.5 с ограничителем.

На рис. 6. жирными линиями показаны характеристики обнаружения при  $\gamma = 0.999$ , тонкими - при  $\gamma = 0,95$  ( $N = 100$ ;  $P_n/P_{ш} = 60$  дБ;  $F_{дс} = F_n/2$ ;  $F_{дп} = F_{дс}/2$ ).

На рис. 7. жирные линии соответствуют  $F_{дп} = F_{дс}/2$ , тонкие -  $F_{дп} = F_{дс}/3$  ( $N = 100$ ;  $P_n/P_{ш} = 60$  дБ;  $\gamma = 0,999$ ;  $F_{дс} = F_n/4$ ).

На рис. 8. жирные линии соответствуют  $P_n/P_{ш} = 60$  дБ, тонкие -  $P_n/P_{ш} = 20$  дБ ( $N = 100$ ;  $\gamma = 0,999$ ;  $F_{дс} = F_n/2$ ;  $F_{дп} = F_{дс}/2$ ).

На рис. 9. жирные линии соответствуют  $N=100$ , тонкие линии -  $N = 10$  ( $\gamma = 0,95$ ;  $P_n/P_{ш} = 60$  дБ;  $F_{дс} = F_n/2$ ;  $F_{дп} = F_{дс}/2$ ).

Полученные результаты показывают, что некогерентная компенсация пассивных помех по схеме рис.1 при определённых условиях ( $F_{дп} \neq 0$ ,  $\gamma > 0.95$ ,  $N > 10$ ,  $P_n/P_{ш} > 20$  дБ) позволяет получить энергетический выигрыш по сравнению с классической когерентной ЧПК до 30 дБ

при обработке сигнала по схеме рис.5 без ограничителя и до 20 дБ при обработке с ограничителем. Выигрыш возрастает при сближении значений  $F_{дп}$  и  $F_{дс}$  до тех пор, пока разность  $(F_{дс} - F_{дп})$  больше полосы

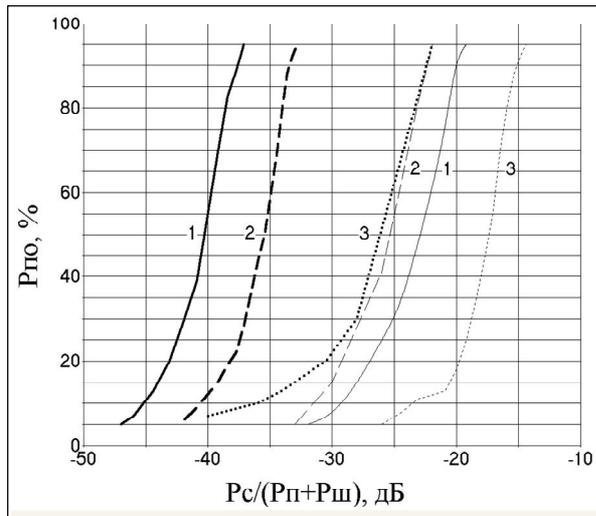


Рис. 6. Характеристики обнаружения при различных коэффициентах корреляции помехи пропускания доплеровского фильтра.

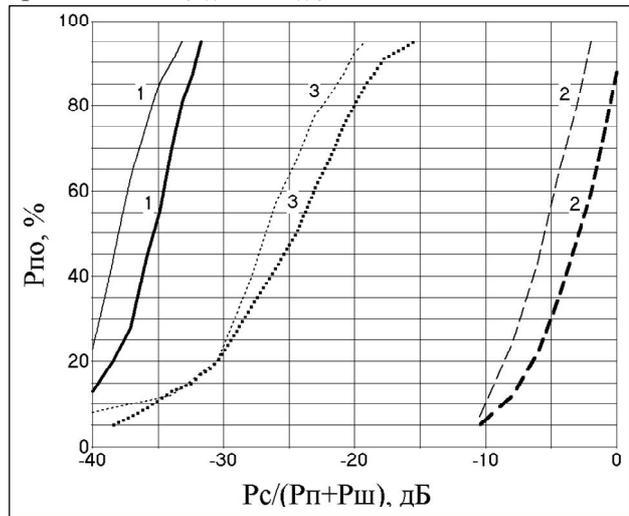


Рис. 7. Характеристики обнаружения при различных доплеровских сдвигах частоты помехи

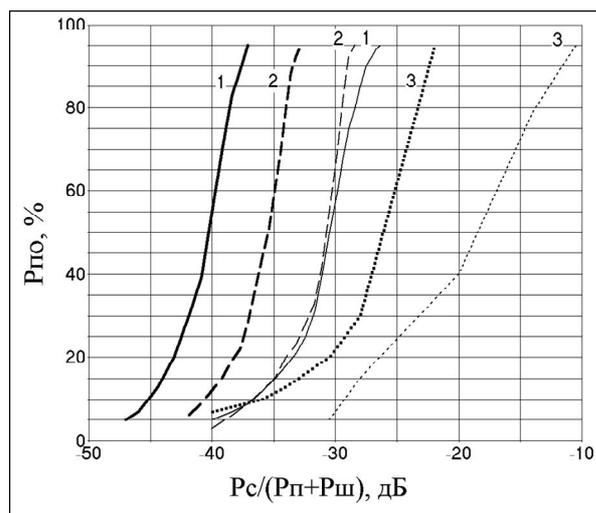


Рис. 8. Характеристики обнаружения при различных отношениях помеха/шум ( $Pп/Pш$ )

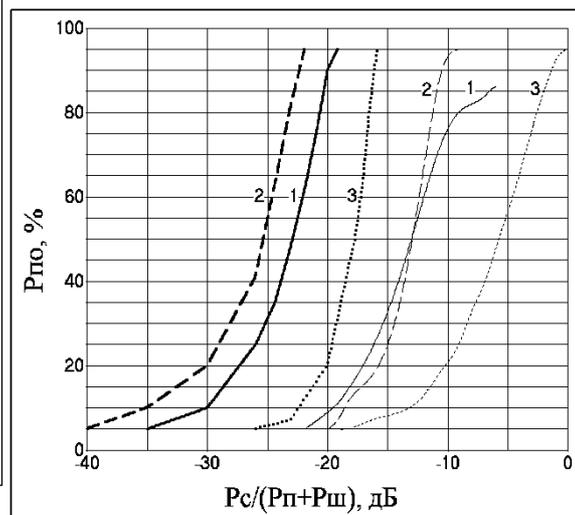


Рис. 9. Характеристики обнаружения при различном количестве накапливаемых импульсов  $N$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970: Пер. с англ. (в четырёх томах) / Под общей ред. К.Н. Трофимова; Том 3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А.С. Винницкого. – М.: Сов. радио, 1978, 528 с.
2. Бакулев П.А., Стёпин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М: Радио и связь, 1986. – 288 с.
3. Валеев В.Г. Повышение эффективности радиолокационного обнаружения мелких морских целей // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2009, вып.3, с. 60-67.