

## АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОМЕТРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

Р.Г. Сидоренко, И.В. Красношাপка  
(Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба)

*Проведен анализ помехоустойчивости радиометра при воздействии узкополосной помехи и показана необходимость создания устройств автоматической настройки центральной частоты компенсирующей цепи на частоту помехи.*

*помехоустойчивость, радиометр, узкополосная помеха*

**Постановка проблемы и анализ литературы.** Частота помехи, воздействующей на вход тракта приемника, как правило, никогда точно неизвестна и, кроме того, реальная помеха никогда не бывает чисто гармонической.

Положим, что на входе антенны приемника (рис. 1) действует широкополосный шумовой сигнал, являющийся нормальным случайным процессом, имеющий один главный максимум функции автокорреляции и постоянную спектральную плотность мощности  $S_0$  в полосе  $\Delta f_C$ . И аддитивная помеха (в общем случае нормальный случайный процесс) с постоянной спектральной плотностью  $S_n$  в полосе  $\Delta f_{\Pi} \ll \Delta f_C$ , с центральной частотой  $f_{\Pi}$ , причем  $\Delta f_{\Pi} \in \Delta f_C$ .

Мощность полезного сигнала на выходе сумматора сигналов уменьшится незначительно вследствие статистической независимости суммируемых составляющих его спектра [1 – 3]. Таким образом, входная часть приемника от антенны до сумматора включительно будет являться компенсатором узкополосной помехи.

**Целью статьи является:** оценить влияние входной цепи радиометрического приемника на подавление помехи при неизвестном значении частоты помехи и конечной ширине спектра.

**Основная часть.** Будем считать, что помеха действует на центральной частоте полосы принимаемого полезного сигнала, т.е.  $f_{\Pi} = f_C$ , а время задержки  $\tau$  одновременно выбрано из условий:

$$\tau = l / \Delta f_C \quad (1)$$

и

$$n = \frac{1 + \frac{1}{2}}{f_0}, \quad (2)$$

где  $l$  – параметр задержки (обычно  $1 \leq l \leq 3$ );  $n$  – целое положительное число.

В этом случае помеха, обладающая конечной шириной спектра  $\Delta f_{\Pi}$ , будет значительно подавлена.

Выигрыш в подавлении помехи трактом приема, по аналогии с работой [4], представим отношением мощностей помехи и сигнала ( $P_{\Pi}/P_C$ ) на входе и выходе цепи компенсации:

$$B = (P_{\Pi_{\text{ВХ}}}/P_{C_{\text{ВХ}}}) / (P_{\Pi_{\text{ВЫХ}}}/P_{C_{\text{ВЫХ}}}) = (P_{C_{\text{ВЫХ}}}/P_{C_{\text{ВХ}}}) / (P_{\Pi_{\text{ВЫХ}}}/P_{\Pi_{\text{ВХ}}}) = k_C/k_{\Pi}, \quad (3)$$

где  $k_C = P_{C_{\text{ВЫХ}}}/P_{C_{\text{ВХ}}}$  – коэффициент передачи сигнала;  $k_{\Pi} = P_{\Pi_{\text{ВЫХ}}}/P_{\Pi_{\text{ВХ}}}$  – коэффициент передачи помехи.

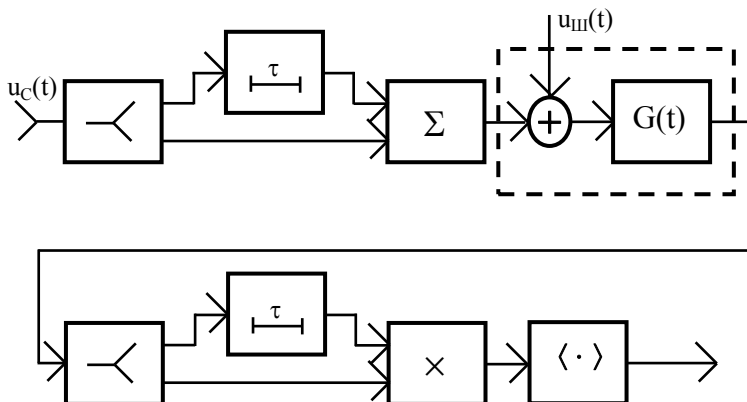


Рис. 1. Функциональная схема разработанного приемника

Выигрыш  $B$  характеризует степень подавления помехи входной частью радиометра по сравнению с полезным сигналом.

Найдем соотношение для коэффициента передачи помехи  $k_{\Pi}$ .

Мощность помехи на входе тракта приема равна произведению спектральной плотности мощности помехи на ширину ее спектра частот

$$P_{\Pi_{\text{ВХ}}} = S_{\Pi} \cdot \Delta f_{\Pi}. \quad (4)$$

Мощность помехи на выходе определим из выражения [5]:

$$P_{\Pi_{\text{ВЫХ}}} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\Pi}(f) k^2(f) df. \quad (5)$$

Для определения квадрата модуля передаточной функции цепи

компенсации  $k^2(f)$  воспользуемся выражением для импульсной характеристики входной цепи и запишем его в виде:

$$h(t) = \mu \delta(t) + (1 - \mu) \delta(t - \tau), \quad (6)$$

где  $\mu$  – весовой коэффициент для входной цепи;  $\delta(t)$  – символ Кронекера.

Частотная передаточная функция после Фурье-преобразования будет иметь вид:

$$k(j\omega) = \mu + (1 - \mu)e^{j\omega\tau} = [\cos(\omega\tau/2) + j \sin(\omega\tau/2) \cdot (1 - 2\mu)]e^{j\omega\tau/2}. \quad (7)$$

Отсюда квадрат модуля передаточной функции запишется:

$$k^2(f) = 1 - 4\mu(1 - \mu) \sin^2 \pi f \tau. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (5) и производя интегрирование в полосе спектра помехи, получим выражение для мощности помехи на выходе сумматора сигналов [6]:

$$P_{\Pi\text{ВЫХ}} = \int_{f_{\Pi} - \Delta f_{\Pi}/2}^{f_{\Pi} + \Delta f_{\Pi}/2} S_{\Pi} [1 - 4\mu(1 - \mu) \sin^2 \pi f \tau] df = \\ = S_{\Pi} \cdot \Delta f_{\Pi} \left\{ 1 - 2\mu(1 - \mu) \left[ 1 - \frac{\sin \Delta f_{\Pi} \tau}{\pi \Delta f_{\Pi} \tau} \cos 2\pi f_{\Pi} \tau \right] \right\}. \quad (9)$$

В соответствии с (3) получим выражение для коэффициента передачи помехи входной цепью:

$$k_{\Pi} = 1 - 2\mu(1 - \mu) \left[ 1 - \frac{\sin \pi \Delta f_{\Pi} \tau}{\pi \Delta f_{\Pi} \tau} \cos 2\pi f_{\Pi} \tau \right]. \quad (10)$$

Из (10) видно, что коэффициент передачи – периодическая функция, имеющая минимум в случае симметричного деления мощности помехи на входе приемника, т.е. при  $\mu = 1/2$ . Если же  $\mu = 0$  или 1, то подавление не происходит и  $k_{\Pi} = 1$ . Положив в (10)  $\mu = 1/2$  и используя соотношения (1) и (2) для  $k_{\Pi}$ , окончательно получим:

$$k_{\Pi} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{\sin(\pi f_{\Pi} / \Delta f_C)}{\pi \Delta f_{\Pi} / \Delta f_C} \cos \left[ (2\pi f_{\Pi} / f_0) \left( n + \frac{1}{2} \right) \right] \right\}. \quad (11)$$

Из выражения (11) легко получить величину коэффициента передачи полезного сигнала, положив  $\Delta f_{\Pi} = \Delta f_C$ ,

$$k_C = 1/2.$$

Тогда окончательно соотношение для выигрыша в подавлении помехи (3) запишем [7]:

$$B = \left\{ 1 + \frac{\sin(\pi f_{\Pi} / \Delta f_C)}{\pi \Delta f_{\Pi} / \Delta f_C} \cos \left[ (2\pi f_{\Pi} / f_0) \left( n + \frac{1}{2} \right) \right] \right\}^{-1}. \quad (12)$$

Анализ выражения (12) показывает, что с его помощью можно оценить выигрыш в подавлении помехи, который дает входная часть радиометрического приемника при любом соотношении величин  $\Delta f_{\Pi}$  и  $\Delta f_C$ ,  $f_{\Pi}$  и  $f_0$ .

Результаты расчетов величины  $B$  в децибелах в зависимости от ширины спектра помехи при разных значениях представлены на рис. 2.

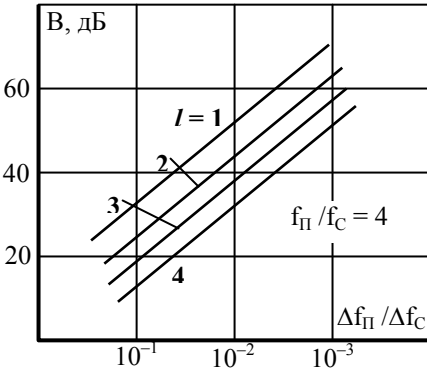


Рис. 2. Зависимость выигрыша от ширины спектра помехи

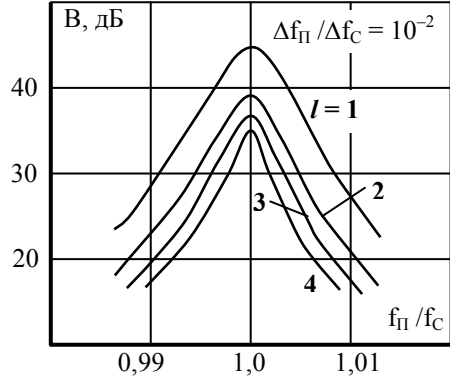


Рис. 3. Зависимость выигрыша от расстройки помехи

На рис. 3 приведено семейство зависимостей  $B$  от величины относительной расстройки центральных частот сигнала и помехи для различных значений параметра  $l$  при выбранной фиксированной полосе помехи  $\Delta f_{\text{П}} = 0,01\Delta f_{\text{С}}$ .

Из полученных зависимостей можно сделать следующие выводы:

- входная цепь приемника позволяет ослабить узкополосную помеху с  $\Delta f_{\text{П}}/\Delta f_{\text{С}} \leq 10^{-2}$  при  $l = 1 \dots 4$  не менее, чем на 30 дБ;
- с увеличением значений параметра задержки  $l$  при фиксированных остальных параметрах величина выигрыша уменьшается. При больших значениях  $l$  с увеличением взаимной расстройки центральных частот помехи и сигнала выигрыш в подавлении убывает быстрее.

Теперь оценим выигрыш в помехоустойчивости приемника, представленного на рис. 1, по сравнению с компенсационным радиометрическим приемником.

Под выигрышем в помехоустойчивости тракта разработанного приемника по сравнению с компенсационным будем понимать отношение показателей сигнал/мешающие воздействия на их выходах при одинаковых условиях на входах приемников:

$$K_B = \frac{Q_{\text{ВЫХ П}}}{Q_{\text{ВЫХ ПК}}} \text{ при } (P_{\text{П}}, P_{\text{С}} \text{ и } P_{\text{Ш}})_{\text{вх}} - \text{const},$$

где  $Q_{\text{ВЫХ П}}$  – отношение сигнал/шум в присутствии помехи на выходе рассматриваемого приемника;  $Q_{\text{ВЫХ ПК}}$  – отношение сигнал/шум в присутствии помехи на выходе компенсационного радиометрического приемника.

Запишем величину отношения сигнал/мешающие воздействия на выходе синтезированного приемника:

$$q_{\text{ВЫХ П}} = q_{\text{ВХ}} \left[ \left( 8 + \frac{4q_{\text{ВХ}} / q_{\text{ПВЫХ}}}{1 + \frac{\pi^2 f^2}{\Delta f^2}} \right) \frac{\Delta F}{\Delta f} + \frac{q_{\text{ВХ}}^2}{q_{\text{ПВЫХ}}^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (13)$$

Поскольку из (3):

$$q_{\text{ПВЫХ}} = Bq_{\text{ПВХ}},$$

то (13) можем переписать в виде:

$$q_{\text{ВЫХ П}} = q_{\text{ВХ}} \left[ \left( 8 + \frac{4q_{\text{ВХ}} / Bq_{\text{ПВХ}}}{1 + \frac{\pi^2 f^2}{\Delta f^2}} \right) \frac{\Delta F}{\Delta f} + \frac{q_{\text{ВХ}}^2}{B^2 q_{\text{ПВХ}}^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (14)$$

Тогда отношение выражений (14) и известного [8] даст искомую величину выигрыша в помехоустойчивости:

$$K_B = \frac{q_{\text{ВЫХ П}}}{q_{\text{ВЫХ ПК}}} = \frac{\left[ \left( 1 + \frac{4q_{\text{ВХ}} / q_{\text{ПВХ}}}{1 + \pi^2 f^2 / \Delta f^2} \right) \frac{\Delta F}{\Delta f} + \frac{q_{\text{ВХ}}^2}{q_{\text{ПВХ}}^2} \right]^{-\frac{1}{2}}}{\left[ \left( 8 + \frac{4q_{\text{ВХ}} / Bq_{\text{ПВХ}}}{1 + \pi^2 f^2 / \Delta f^2} \right) \frac{\Delta F}{\Delta f} + \frac{q_{\text{ВХ}}^2}{B^2 q_{\text{ПВХ}}^2} \right]^{-\frac{1}{2}}} \quad (15)$$

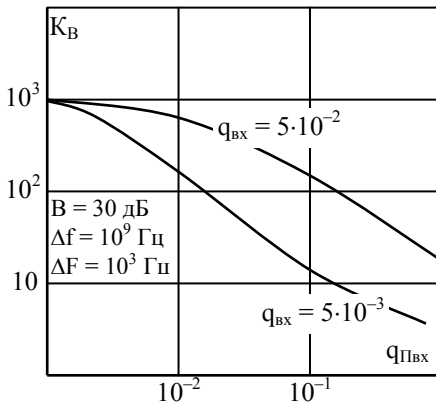


Рис. 4. Зависимость выигрыша в помехоустойчивости от отношения сигнал/шум на входе

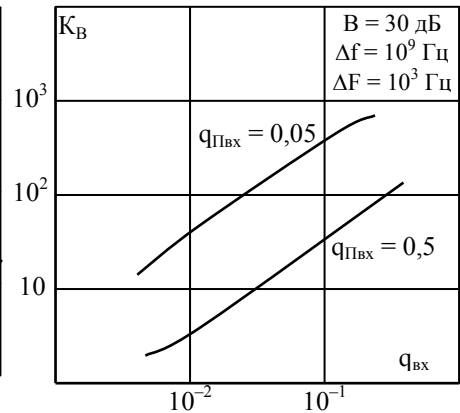


Рис. 5. Зависимость выигрыша в помехоустойчивости от величины  $q_{\text{ВХ}}$

На рис. 4 представлены зависимости  $K_B$  от  $q_{ПВХ}$  при различных  $q_{ВХ}$ , а на рис. 5 – зависимости  $K_B$  от  $q_{ВХ}$  при различных  $q_{ПВХ}$ , рассчитанные для типовых параметров приемника радиометрических систем миллиметрового диапазона волн.

Из рис. 4 видно, что существенный выигрыш получается, когда  $q_{ПВХ}$  мало, т.е. когда на входе действует мощная помеха. Из рис. 5 видно, что выигрыш падает, если  $q_{ВХ}$  мало, т.е. когда внутренние шумы приемника существенно преобладают над внешней помехой. При высоких  $q_{ВХ}$  выигрыш в помехоустойчивости рассматриваемого радиометрического приемника по сравнению с компенсационным приближается к величине  $B$ . В реальных условиях, с учетом флуктуаций коэффициента усиления компенсационного радиометрического приемника, общий выигрыш в помехоустойчивости еще возрастает на 10...15 дБ.

**Выводы.** Так как величина выигрыша в помехоустойчивости значительно зависит от степени совпадения частоты помехи с центральной частотой сигнала, для обеспечения наибольшего выигрыша необходимо создание устройств автоматической настройки центральной частоты компенсирующей цепи на частоту помехи.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Левин Б.Р. *Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. первая / 2-е изд., перераб. и доп.* – М.: Сов. радио, 1974. – 552 с.
2. Левин Б.Р., Шварц В. *Вероятностные модели и методы в системах связи и управления.* – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
3. Семенов А.М., Сикарев А.А. *Широкополосная радиосвязь* – М.: Воениздат, 1970. – 280 с.
4. Иоценко А.Н. *Помехоустойчивость широкополосных систем связи при различных методах подавления сосредоточенных по спектру помех // Труды учебных институтов связи.* – 1971. – Вып. 55. – С. 19-30.
5. Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы.* – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.
6. Градштейн И.С., Рыжик И.М. *Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / 5-е изд., перераб.* – М.: Наука, 1971. – 1108 с.
7. Сотников А.М., Пустоваров В.Е., Пустоваров В.В. *О помехоустойчивости радиометров при воздействии мощных сосредоточенных по спектру помех // Системи обробки інформації.* – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2001. – Вип. 3 (13). – С. 164-166.
8. Есекина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. *Радиотелескопы и радиометры.* – М.: Наука, 1973. – 416 с.

Поступила 5.01.2006

**Рецензент:** кандидат технических наук, профессор А.М. Сотников,  
Харьковский Университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба.