

УДК 621.396.712.3

ОБНАРУЖЕНИЕ ПАЧКИ РАДИОИМПУЛЬСОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА СИГНАЛА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

А. Г. Сорочан

Доцент

Донецкий национальный технический университет
ул. Артема, 58, г. Донецк, 83000
Контактный тел.: 8-066-250-07-60

Розглядається метод виявлення пачки радіоімпульсів із псевдовипадковим перестроюванням робочої частоти. Здійснюється статистичний аналіз приймача виявлення. Розкриваються особливості обробки сигналу і супровідного його шуму. Показано, що запропонований метод обробки дозволяє виключити вплив шумів лінійного тракту на вихідне відношення сигнал/шум. Отримано вирази, що визначають вихідне відношення сигнал/шум, чутливість приймача

Ключові слова: виявлення, кореляційна функція, спектр, відношення сигнал/шум, дисперсія, коефіцієнт кореляції, лінія затримки, режекція, згортка спектрів, крутість

Рассматривается метод обнаружения пачки радиоимпульсов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Проводится статистический анализ приемника обнаружения. Раскрываются особенности обработки сигнала и сопровождающего его шума. Показано, что предложенный метод обработки позволяет исключить влияние шумов линейного тракта на выходное отношение сигнал/шум. Получены выражения, определяющие выходное отношение сигнал/шум, чувствительность приемника

Ключевые слова: обнаружение, корреляционная функция, спектр, отношение сигнал/шум, дисперсия, коэффициент корреляции, линия задержки, режекция, свертка спектров, крутизна характеристики

Consider of the method of detection of group radio-impulse with pseudo tuning of work frequencies. Making of statistic analysis of the detection receiver. Describing of differences of signal decompile and its noise. Was shown that this method of decompile allows to exclude the noise impact of linear channel on ratio signal/noise. Functional expressions of signal/noise comparison and receiver sensitivity were found.

The key words: a detection, a correlation function, a spectrum, a signal-to-noise ratio, a variance, a correlation coefficient, a delay line, a rejection, a spectra convolution, a slope of curve

В последние годы для скрытности передачи информации в радиоканале все шире используется программная перестройка частоты. Структура сигнала имеет вид пачки длительностью θ , состоящей из периодической последовательности информационных радио-

импульсов длительностью τ и периодом следования T . Внутреннее заполнение импульсов представляет собой информационную посылку манипулированную по фазе. Несущая частота каждого радиоимпульса изменяется по псевдослучайному закону с опреде-

ленным шагом перестройки в заданном диапазоне рабочих частот. Выход на связь каждого абонента осуществляется в течение отведенного ему стандартного временного интервала (СВИ), длительностью $T_{\text{СВИ}}$. Уникальный характер таких систем радиосвязи, их широкие возможности определяются структурой сигнала и нетрадиционными методами организации обмена информацией.

Все это ставит задачу обнаружения пачки радиопульсов с расширением спектра сигнала псевдослучайной перестройкой рабочей частоты одной из актуальнейших задач. Примером такой системы может быть система радиосвязи, описанная в [1].

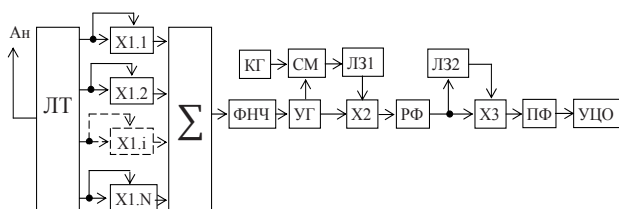


Рис. 1. Структурная схема приемника обнаружения сигнала

На рис. 1 приведена структурная схема приемника обнаружения сигнала системы радиосвязи [2], в которой используется описанная выше структура сигнала. В приемник входит: приемная антенна Ан.; линейный тракт (ЛТ), состоящий из N каналов; корреляционные детекторы – X1.1 – X1.N; сумматор – Σ; фильтр нижних частот – ФНЧ; управляемый напряжением генератор – УГ; смеситель – СМ; кварцевый генератор – КГ; первая и вторая линии задержки – ЛЗ1 и ЛЗ2; первый и второй множители – X2 и X3; режекторный фильтр – РФ; полосовой фильтр – ПФ; устройство цифровой обработки сигнала – УЦО.

Цель работы – раскрыть основные особенности обработки сигнала предложенным методом, получить соотношения, определяющие отношение сигнал/шум, чувствительность приемника обнаружения.

Информационную посылку сигнала системы радиосвязи на стандартном временном интервале можно представить в виде

$$S(t) = A(t) \cos[W_{\text{н}}t + \pi\gamma(t)],$$

где $A(t)$ – огибающая информационных импульсов, представляющая собой пачку периодической последовательности прямоугольных видеоимпульсов длительностью τ и периодом T ; $W_{\text{н}}$ – несущая частота сигнала, значение которой для каждого видеоимпульса изменяется скачком по псевдослучайному закону; l – порядковый номер несущей частоты сигнала; $\gamma(t)$ – информационное сообщение в виде цифровой последовательности 1 и 0.

Линейный тракт приемника разбит на N каналов.

Полоса пропускания каждого канала ΔW (рис. 2). Линейным трактом входной диапазон частот каждого канала сносится вниз по частоте к некоторой центральной частоте W_c . Выходное состояние каждого канала линейного тракта приемника можно представить в виде:

$$U_i(t) = S_i(t) + n_i(t) \quad \text{в } i\text{-ом канале, где есть сигнал;}$$

$U_j(t) = n_j(t)$ – в остальных N-1 каналах, где нет сигнала, причем $j \neq i$,

Здесь $S_i(t) = A_i(t) \cos[W_{\text{н}}t + \pi\gamma(t)]$ – радиопульс или некоторая последовательность радиопульсов из информационного пакета, выделение которых i -ым каналом определяется законом перестройки несущей частоты входного сигнала приемника; $A_i(t)$ – огибающая радиопульса или некоторая последовательность огибающих радиопульсов; $W_{\text{н}}$ – несущая частота радиопульса выделенного i -ым каналом, полученная как результат преобразования входного сигнала с частотой $W_{\text{н}}$. Значение $W_{\text{н}}$ определяется неравенством $W_c - 0,5\Delta W \leq W_{\text{н}} \leq W_c + 0,5\Delta W$; $n_i(t)$ – случайный шумовой процесс с нормальным законом распределения и корреляционной функцией вида $R_{\text{ш}}(z) = \sigma_{\text{ш}}^2 \rho(z)$, где $\sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсия шумового процесса, $\rho(z) = \sin(\Delta Wz) / \Delta Wz$ – коэффициент корреляции.

Результат детектирования выходных сигналов линейного тракта корреляционными детекторами X1.1 – X1.N (рис. 2) запишется в виде

$U_{\text{ид}}(t) = A^2_i(t) + S_i(t)n_i(t) + n_i^2(t)$ – в i -ом канале, где есть сигнал;

$U_{\text{ид}}(t) = n_j^2(t)$ – в остальных N-1 каналах.

Сумма $S_i(t)n_i(t) + n_i^2(t)$ представляет собой некоторый шумовой процесс с определенным уровнем мощности, которая, в зависимости от уровня входного сигнала $S_i(t)$, перераспределяется между рассматриваемыми слагаемыми. Учитывая то, что решение поставленной задачи будет проводиться при условии малого уровня входного сигнала $S_i(t)$, второе слагаемое в $U_{\text{ид}}(t)$ можно исключить.

Полагаем, что шумы всех каналов – независимые процессы, имеют одинаковые законы распределения, описываются одной и той же корреляционной функцией. В этом случае можно записать

$$n_i(t) = n_j(t) = n(t)$$

Сигналы всех каналов объединяются сумматором (см. рис. 2), выходной сигнал которого запишется в виде

$$U_+(t) = A^2(t) + \sqrt{N} n^2(t).$$

Полученное равенство следует из того, что

$$\sum_{i=1}^N A_i^2(t) = A^2(t); \quad \sum_{i=1}^N n_i^2(t) = \sqrt{N} n^2(t).$$

Полагаем, что период следования информационных импульсов $T \ll \theta$. Тогда огибающая $A^2(t)$ на временном отрезке действия информационного пакета описывается выражением

$$A^2(t) = \frac{E_0^2 \tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin 0,5n\Omega\tau}{0,5n\Omega\tau} \cos n\Omega t \right],$$

где E_0^2 – амплитуда сигнала; n – порядковый номер гармонической составляющей спектра; $\Omega = \frac{2\pi}{T}$.

Корреляционная функция составляющей шума $n^2(t)$ на выходе каждого корреляционного детектора определяется выражением $R_{\text{шш}}(z) = \sigma_{\text{ш}}^4 \rho^2(z)$ и связана с корреляционной функцией шума на его входе квадратичной зависимостью, это означает, что составляющая шума имеет ширину спектра вдвое большую исходной, т.е. $2\Delta W$. Такой шумовой процесс является белым с равномерным распределением спектра, однако не является нормальным [3]. В результате прохождения

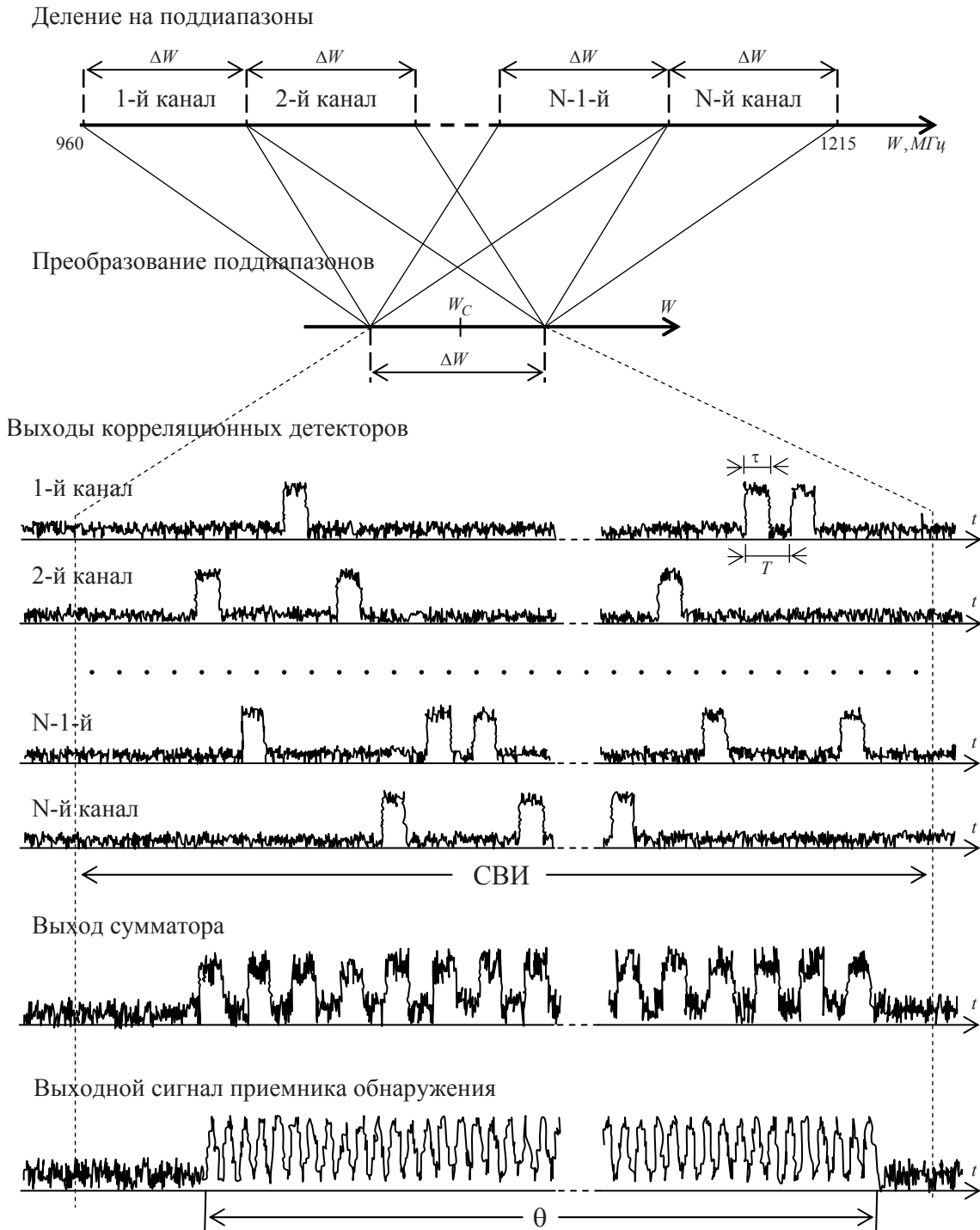


Рис. 2. Формирование выходного сигнала

суммарного сигнала через развязывающие звенья и фильтр ФНЧ (с полосой пропускания $\Delta\Omega$) на его выходе формируется нормальный случайный процесс $\xi_1(t)$, с математическим ожиданием равным нулю и корреляционной функцией вида

$$R_{\xi_1}(z) = 0,5N\sigma_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} \rho_{\xi_1}(z) = \sigma_{\xi_1}^2 \rho_{\xi_1}(z), \quad (1)$$

где $\rho_{\xi_1}(z) = \frac{\sin \Delta\Omega z}{\Delta\Omega z}$ – коэффициент корреляции.

Выходной сигнал ФНЧ (рис. 2.)

$$U_{\phi}(t) = [A^2(t) + \xi_1(t)]$$

модулирует по частоте УГ. Следовательно, выходной сигнал УГ запишется как

$$U_{\text{УГ}}(t) = U_0 \cos[(W_{\text{УГ}} + W_{\text{см}})t + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin(n\Omega t) + S_y \int_0^t \xi_1(t) dt], \quad (2)$$

где U_0 – амплитуда генератора УГ; $W_{\text{УГ}}$ – несущая частота УГ; $W_{\text{см}} = \frac{S_y E_0^2 \tau}{T}$ – частота смещения несущей УГ, определяемая уровнем импульсов модулирующей последовательности и их скважностью; S_y – крутизна

характеристики управления генератора УГ (рад/с В);

$$\beta_n = \frac{S_y E_o^2 \tau}{Tn\Omega} \frac{\sin 0,5n\Omega\tau}{0,5n\Omega\tau} - \text{парциальный индекс модуляции.}$$

Известно [4], что результатом интегрирования нормального процесса с нулевым математическим ожиданием является нормальный процесс, имеющий математическое ожидание равное нулю. В таком случае интегрированный шумовой процесс удобно представить в виде

$$S_y \int_0^t \xi_i(t) dt = \eta_i(t),$$

где $\eta_i(t)$ – шумовой процесс с нормальным законом распределения и нулевым математическим ожиданием, характеризующий отклонение фазы сигнала УГ под действием шумов модулирующего сигнала.

Для полного описания шумового процесса $\eta_i(t)$ необходимо найти его дисперсию, которая для стационарного случайного процесса $\xi_i(t)$ с дисперсией $\sigma_{\xi_i}^2$ определяется выражением [4]

$$\sigma_{\eta_i}^2 = 2S_y^2 \sigma_{\xi_i}^2 \int_0^z (z-x) \rho_{\xi_i}(x) dx.$$

После подстановки в приведенное выражение коэффициента корреляции $\rho_{\xi_i}(z)$ из (1), получим

$$\sigma_{\eta_i}^2 = S_y^2 \sigma_{\xi_i}^2 \frac{Z}{\Delta\Omega} \left[\text{Si}(\Delta\Omega Z) - \frac{\sin^2\left(\frac{\Delta\Omega Z}{2}\right)}{\left(\frac{\Delta\Omega Z}{2}\right)} \right],$$

где $\text{Si}(\Delta\Omega Z)$ – интегральный синус;

Так как коэффициент корреляции $\rho_{\xi_i}(z)$ не равен нулю при малых значениях параметра $\Delta\Omega z$, то в последнем выражении множитель в квадратных скобках принимает значение $\approx \frac{\Delta\Omega Z}{2}$. В таком случае дисперсия шумового процесса $\eta_i(t)$ запишется в виде

$$\sigma_{\eta_i}^2 = 0,25 S_y^2 N_{\text{ш}}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2$$

Исходя из выше изложенного, выражение (2) преобразуется к виду

$$U_{\text{yг}}(t) = U_o \cos [(W_{\text{yг}} + W_{\text{cm}})t + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin(n\Omega t) + \eta_i(t)] + u_{\text{ш}}(t),$$

где $u_{\text{ш}}(t)$ – шумовое напряжение УГ, т.е. случайный шумовой процесс с нормальным законом распределения и спектральной плотностью $N_{\text{yг}}$, которое определяется особенностями реализации УГ и режимом его работы [5].

Результатом модуляции по частоте УГ на его выходе формируется сигнал, представляющий собой радиоимпульс амплитудой U_o , длительностью θ , равной длительности информационного пакета. Внутриимпульсное заполнение – гармонический сигнал, модулированный по частоте выходным напряжением ФНЧ $U_{\text{ф}}(t)$, состоящим из двух слагаемых: последовательности видеоимпульсов и шумового напряжения. Амплитуда модулирующих импульсов E_o^2 определяет значения парциальных индексов модуляции, а также смещение несущей частоты УГ. Спектр такого сигнала

является несимметричным, т.к. модулирующий сигнал содержит кратные гармонические составляющие.

При дальнейшей обработке сигнал $U_{\text{yг}}(t)$ разделяется на две равные части $U_{\text{yг}}'(t) = U_{\text{yг}}''(t) = 0,5U_{\text{yг}}(t)$, одна из которых $U_{\text{yг}}''(t)$

$$U_{\text{yг}}''(t) = 0,5U_o \cos [(W_{\text{yг}} + W_{\text{cm}})t + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin(n\Omega t) + \eta_i(t)] + 0,5 u_{\text{ш}}(t)$$

сносится вниз по частоте на частоту $W_{\text{г}}$ кварцевого генератора КГ, после чего задерживается первой линией задержки ЛЗ1 на постоянную времени τ_1 . В результате получим

$$U_{\text{лз1}}(t) = 0,5U_o \cos [(W_{\text{yг}} + W_{\text{cm}} - W_{\text{г}})t + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin(n\Omega t) + \eta_i(t)] + u_{\text{ш1}}(t),$$

где $u_{\text{ш1}}(t)$ – шумовое напряжение, как результат взаимодействия сигнала УГ и КГ.

При этом $u_{\text{ш1}}(t) \approx u_{\text{ш}}(t)$. Такой результат поясняется тем, что на первом входе смесителя СМ действует сигнал кварцевого генератора и сопровождающее его шумовое напряжение с уровнем, близким к шумовому напряжению УГ, т.е. $u_{\text{ш}}(t)$ [5]. На другом входе смесителя СМ действует шумовое напряжение с уровнем $0,5u_{\text{ш}}(t)$. Можно показать, что в результате преобразования выходное напряжение шумов будет несколько меньше напряжения $u_{\text{ш}}(t)$. Поэтому, с допустимой погрешностью для практики, полагаем $u_{\text{ш1}}(t) = u_{\text{ш}}(t)$.

Полученное напряжение $U_{\text{лз1}}(t)$ перемножается с $U_{\text{yг}}'(t)$. Из результата перемножения на частоте $W_{\text{г}}$ выделяется сигнал свертки, который описывается выражением

$$U_1(t) = U_1 \cos [W_{\text{г}}t + \sum_{n=1}^{\infty} \beta'_n \cos n\Omega(t - 0,5\tau_1) + \chi_1(t) + \phi_1] + u_{\text{ш2}}(t),$$

где U_1 – амплитуда сигнала; $\beta'_n = 4\beta_n \sin(0,5n\Omega\tau_1)$ – вновь сформированный парциальный индекс модуляции; $\chi_1(t) = \eta_i(t) - \eta_i(t - \tau_1)$ – разностный шумовой процесс; $\phi_1 = (W_{\text{yг}} - W_{\text{г}}) \tau_1$ – начальная фаза сигнала; $u_{\text{ш2}}(t)$ – шумовое напряжение как результат перемножения всех компонент напряжений $U_{\text{yг}}'(t)$ и $U_{\text{лз1}}(t)$. Учитывая, что уровни шумовых напряжений $U_{\text{yг}}'(t)$ и $U_{\text{лз1}}(t)$, действующих на входах перемножителя $\times 2$, совпадают или равны шумовым напряжениям на входах СМ, и то, что эти процессы не коррелированы, можно считать, что $u_{\text{ш2}}(t) = u_{\text{ш}}(t)$, а его спектральная плотность равна спектральной плотности УГ, т.е. $N_{\text{yг}}$.

Сформированный сигнал $U_1(t)$ является гармоническим колебанием, модулированным по фазе. Несущая частота, ее стабильность определяется параметрами вспомогательного гетеродина КГ. Спектр этого сигнала – симметричный. Установлением временной задержки τ_1 в ЛЗ1 (больше интервала корреляции шумового напряжения $\eta_i(t)$) обеспечивается независимость случайных процессов $\eta_i(t)$ и $\eta_i(t - \tau_1)$, поэтому результирующий процесс $\chi_1(t)$, имея нормальный закон распределения, будет иметь дисперсию $\sigma_{\chi_1}^2 = 2\sigma_{\eta_1}^2$.

Спектр сигнала $U_1(t)$, выраженный в виде суммы гармонических составляющих с коэффициентами разложения по функциям Бесселя, запишется как

$$U_1(t) = U_1 \sum_{p,r=-\infty}^{\infty} J_p(\beta'_1) J_r(\beta'_2) \dots \cos[W_r t + (p\Omega + r\Omega + \dots)(t - 0,5\tau_1) + \varphi_1 + \chi_1(t)] + u_m(t), \quad (3)$$

сигнала и его дисперсию $\sigma_{\chi_1}^2$, то искомая корреляционная функция определится в виде

где $j_n \beta$ – функция Бесселя n-порядка от аргумента β .

Из полученного выражения следует, что спектр сигнала содержит ряд гармонических составляющих, расположенных симметрично относительно несущего колебания на частотах кратных Ω и модулированных по частоте шумовым напряжением $\chi_1(t)$ с нормальным законом распределения и дисперсией $\sigma_{\chi_1}^2 = 0,5S_y^2 N \sigma_m^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2$.

Уровень этих составляющих определяется функционалом Бесселя, у которого индекс модуляции зависит от амплитуды модулирующего сигнала E_o . Уменьшение E_o ведет к уменьшению значений парциальных индексов модуляции β'_n , к снижению количества спектральных составляющих и перераспределению мощности между составляющими спектра сигнала в соответствии с поведением функционалов Бесселя $j_p(\beta'_1)$, $j_r(\beta'_2)$ и т.д. При $\beta'_n < 0,5$ выходной сигнал будет определяться только функционалами Бесселя нулевого и первого порядков. В этом случае выражение (3) принимает вид

$$U_1(t) = U_1 \sum_{p=-1}^1 j_p(\beta'_1) \cos[W_r t + p\Omega(t - 0,5\tau_1) + \varphi_1 + \chi_1(t)] + u_m(t), \quad (4)$$

которое будет содержать три составляющих, расположенных на частотах $W_r \pm \Omega$ и W_r . В конечном итоге при $E_o = 0$ индекс модуляции в сигнале $U_1(t)$ обращается в ноль, т.е. $\beta'_n = 0$. Этот случай соответствует режиму работы приемника обнаружения при отсутствии сигнала на входе приемника. В этом случае спектр сигнала будет определяться одной составляющей, которая описывается выражением

$$U_m(t) = U_1 J_0(\beta'_1) \cos[W_r t + \varphi_1 + \chi_1(t)] = U_1 \cos[W_r t + \varphi_1 + \chi_1(t)];$$

Эту составляющую можно характеризовать как шумовую. В спектре обрабатываемого сигнала она всегда присутствует, независимо от того действует сигнал на входе приемника или нет, меняется лишь ее уровень, определяемый индексом модуляции β'_1 . В свою очередь, индекс модуляции зависит от уровня сигнала, действующего на входе приемника. Следовательно, эта составляющая спектра является паразитной шумовой составляющей. Направивается решение о подавлении этой составляющей. Для эффективного подавления необходимо определить вид этой составляющей спектра.

Вид спектральной составляющей $U_m(t)$, найдем из ее автокорреляционной функции. Для простоты вычислений представим $U_m(t)$ в виде

$$U_m(t) = U_1 J_0(\beta'_1) \text{Re}\{\exp[j(W_r t + \varphi_1) + j\chi_1(t)]\}.$$

Тогда его автокорреляционная функция будет определена равенством

$$R_m(z) = \overline{U_m(t) U_m(t-z)} = [U_1 J_0(\beta'_1)]^2 \text{Re}\{\exp[-jW_r z] \exp[j\chi_1(t) - j\chi_1(t-z)]\}$$

где черта означает математическое ожидание. Так как математическое ожидание $\exp[j\chi_1(t) - j\chi_1(t-z)]$ может быть выражено через характеристическую функцию

$$R_m(z) = [U_1 J_0(\beta'_1)]^2 \cos[W_r z] \exp[-0,5S_y^2 N \sigma_m^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2]. \quad (5)$$

В полученном выражении, входящая в показатель экспоненты величина $0,5S_y^2 N \sigma_m^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} = \sigma_w^2$ есть не что иное, как значение дисперсии флуктуации частоты сигнала относительно ее среднего значения W_r , которая определяет эффективную ширину спектра рассматриваемого сигнала как $\Delta\Omega_{\xi} = \sqrt{\sigma_w^2}$.

Спектральная плотность мощности определяется известным равенством

$$S_m(W) = \int_{-\infty}^{\infty} R_m(z) \cos[Wz] dz. \quad (6)$$

Подставляя значение $R_m(z)$ в (6), находим

$$S_m(W) = [U_1 J_0(\beta'_1)]^2 \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(W_r - W)z] \exp[-\sigma_w^2 z^2] dz.$$

Отсюда, используя табличное значение интеграла [6], определяем выражение, описывающее спектральную составляющую с несущей частотой W_r

$$S_m(W) = [U_1 J_0(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp[-\frac{(W - W_r)^2}{4\sigma_w^2}].$$

Из полученного выражения следует, что шумовая спектральная составляющая имеет колоколообразную огибающую, вид которой будет определяться дисперсией σ_w^2 . При $\sigma_w^2 \rightarrow 0$ спектральная составляющая приобретает вид дискретной составляющей. Следовательно, подавить данную составляющую позволит режекторный фильтр с полосой режекции, равной эффективной ширине $\Delta\Omega_{\xi}$ спектральной составляющей $S_m(W)$.

Проведя аналогичные выкладки, определим спектры нижней $S_{сн}(W)$ и верхней $S_{св}(W)$ боковых сигнальной составляющей (рис. 3), получим

$$S_{сн}(W) = [U_1 J_1(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp[-\frac{(W_r - \Omega - W)^2}{4\sigma_w^2}].$$

$$S_{св}(W) = [U_1 J_1(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp[-\frac{(W_r + \Omega - W)^2}{4\sigma_w^2}].$$

Сигнал $U_1(t)$ (4) с выхода перемножителя X2 поступает в режекторный фильтра с частотой режекции W_r и полосой $\Delta\Omega_p$. Выходной сигнал режекторного фильтра запишется в виде

$$U_p(t) = U_1 \sum_{p=-1}^1 J_p(\beta'_1) \cos[W_r t + p\Omega(t - 0,5\tau_1) + \varphi_1 + \chi_1(t)] + U_{шп}(t) + u_m(t) = U_c(t) + U_{шп}(t) + u_m(t),$$

при $p \neq 0$

Полученный сигнал $U_p(t)$ определяется тремя слагаемыми: первое $U_c(t)$ – сигнальная составляющая, определено действием обрабатываемого сигнала в приемнике, второе $U_{шп}(t)$ – шумовая составляющая, определено остаточным действием от режектирования шумовой спектральной составляющей, огибающая которой определяется уровнем шумового напряжения

линейного тракта приемника, и третье – определено уровнем шумового напряжения в генераторах УГ и КГ. Для этих устройств можно положить, что их спектральные плотности мощности равны, имеют равномерный спектр с уровнем $N_{уг}$.

Для определения предельных характеристик обнаружения, необходимо исходить из малого уровня сигнала, действующего на входе приемника. В таком случае индекс модуляции сигнала на выходе УГ мал, поэтому спектр, сформированного сигнала обнаружения, $U_c(t)$ будет состоять из двух спектральных составляющих колоколообразного вида с уровнем $U_1 J_1(\beta'_1)$ и центральными частотами $W_r - \Omega$ и $W_r + \Omega$.

Шумовая составляющая $U_{шр}(t)$ также состоит из двух боковых нижней $U_{шрн}(t)$ и верхней $U_{шрв}(t)$. Положение этих составляющих на оси частот определяется значениями: нижняя боковая $W_r - 0,5\Delta\Omega_\xi \leq W \leq W_r - 0,5\Delta\Omega_p$ и верхняя $W_r + 0,5\Delta\Omega_p \leq W \leq W_r + 0,5\Delta\Omega_\xi$ (рис. 3) и зависят от полосы режекции $\Delta\Omega_p$ фильтра РФ и уровня шумов линейного тракта. Очевидно, и мощность этих шумовых составляющих будут определяться этими величинами.

Другая шумовая составляющая $u_{ш}(t)$ определяется полосой пропускания Δw_p РФ, которую на данном этапе обработки не следует оптимизировать по ширине спектра обрабатываемого сигнала, а выбирать максимально большой. Таким выбором полосы Δw_p достигается минимальное время корреляции этой шумовой составляющей, что важно на дальнейшем этапе обработки сигнала. На практике полоса пропускания РФ Δw_p ограничена конструктивными особенностями. В результате режекции эта составляющая шума в спектральной области также будет занимать две полосы частот $u_{шн}(t)$ от $W_r - \Delta w_p$ до $W_r - \Delta\Omega_p$ и $u_{шв}(t)$ от $W_r + \Delta\Omega_p$ до $W_r + \Delta w_p$. При этом шумовые напряжения в этих полосах частот не коррелированы. Эти шумовые составляющие будут характеризоваться дисперсией $\sigma_{шг}^2 = 0,5N_{уг} (\Delta w_p - \Delta\Omega_p)$ и корреляционной функцией $R_{шг}(z) = \sigma_{шг}^2 \frac{\sin 0,5(\Delta w_p - \Delta\Omega_p)z}{0,5(\Delta w_p - \Delta\Omega_p)z}$. Поскольку $\Delta w_p \gg \Delta\Omega_p$, то для удобства анализа будем полагать, что спектр шумового напряжения расположен во всей полосе Δw_p , обладает дисперсией $\sigma_{шг}^2 = N_{уг} \Delta w_p$ и корреляционной функцией $R_{шг}(z) = \sigma_{шг}^2 \frac{\sin \Delta w_p z}{\Delta w_p z}$, что не приведет к повышению полученных результатов.

Для формирования сигнала обнаружения в режективной от шумов полосе частот сигнал $U_p(t)$ разделяется на две равные части $U_p'(t) = U_p''(t) = 0,5U_p(t)$. Составляющая $U_p''(t)$ на выходе линии задержки ЛЗ2 с временной задержкой τ_2 определится как $U_p''(t - \tau_2)$. Временная задержка τ_2 выбирается из условия превышения интервала корреляции шумового напряжения $\chi_1(t)$ (интервал корреляции шумового напряжения $u_{ш}(t)$ будет существенно меньше). В результат на выходе перемножителя выходной сигнал запишется в виде

$$U_3(t) = U_p'(t)U_p''(t - \tau_2) = [U_{сн}(t) + U_{св}(t) + U_{шрн}(t) + U_{шрв}(t) + U_{ш}(t)] \cdot$$

$$\cdot [U_{сн}(t - \tau_2) + U_{св}(t - \tau_2) + U_{шрн}(t - \tau_2) + U_{шрв}(t - \tau_2) + U_{ш}(t - \tau_2)] =$$

для упрощения формы записи введем очевидные обозначения, переписав, получим

$$= [U'_{сн} + U'_{св} + U'_{шрн} + U'_{шрв} + U'_{ш}] \cdot$$

$$\cdot [U''_{сн} + U''_{св} + U''_{шрн} + U''_{шрв} + U''_{ш}] =$$

$$= [U'_{сн} U''_{сн} + U'_{св} U''_{сн} + U'_{шрн} U''_{сн} + U'_{шрв} U''_{сн} + U'_{ш} U''_{сн}] +$$

$$+ [U'_{сн} U''_{св} + U'_{св} U''_{св} + U'_{шрн} U''_{св} + U'_{шрв} U''_{св} + U'_{ш} U''_{св}] +$$

$$+ [U'_{сн} U''_{шрн} + U'_{св} U''_{шрн} + U'_{шрн} U''_{шрн} + U'_{шрв} U''_{шрн} + U'_{ш} U''_{шрн}] +$$

$$+ [U'_{сн} U''_{шрв} + U'_{св} U''_{шрв} + U'_{шрн} U''_{шрв} + U'_{шрв} U''_{шрв} + U'_{ш} U''_{шрв}] +$$

$$+ [U'_{сн} U''_{ш} + U'_{св} U''_{ш} + U'_{шрн} U''_{ш} + U'_{шрв} U''_{ш} + U'_{ш} U''_{ш}] \quad (7)$$

Составляющие $U'_{ш} U''_{сн}$, $U'_{ш} U''_{св}$, $U'_{ш} U''_{шрн}$, $U'_{ш} U''_{шрв}$, а также $U'_{сн} U''_{ш}$, $U'_{св} U''_{ш}$, $U'_{шрн} U''_{ш}$ и $U'_{шрв} U''_{ш}$ будут формировать шумовое напряжение в широкой полосе частот, несколько превышающей полосу пропускания Δw_p режекторного фильтра. Это шумовое напряжение и будет определять выходное отношение сигнал/шум. Из этих составляющих $U'_{ш} U''_{шрн}$, $U'_{ш} U''_{шрв}$ и $U'_{шрн} U''_{ш}$, $U'_{шрв} U''_{ш}$ будут иметь весьма малый уровень. Таков результат объясняется произведением узкополосного напряжения, полученного от режекции шумовой составляющей с частотой $2W_r$, у которого спектральная плотность уменьшается по экспоненциальному закону с увеличением частотной отстройки, с шумовым напряжением, занимающим широкую полосу частот. Поэтому этими составляющими можно пренебречь по сравнению с $U'_{ш} U''_{сн}$, $U'_{ш} U''_{св}$, $U'_{сн} U''_{ш}$, $U'_{св} U''_{ш}$. В свою очередь уровень этих спектральных составляющих определяется уровнем сигнала действующего на входе приемника. При отсутствии сигнала этих составляющих в спектре обрабатываемого сигнала также не будет. При малых уровнях входного сигнала эти составляющие будут иметь соответственно малый уровень в сравнении с шумовым напряжением, определенным составляющей $U'_{ш} U''_{ш}$. Поэтому при определении предельных характеристик приемника составляющие $U'_{ш} U''_{сн}$, $U'_{ш} U''_{св}$, $U'_{сн} U''_{ш}$, $U'_{св} U''_{ш}$ не дадут заметного вклада в результирующий уровень шумового напряжения, сопровождающего сигнал обнаружения. Поэтому этими составляющими также пренебрегаем.

Кроме того, на выходе перемножителя ХЗ включен полосовой фильтр ПФ с центральной частотой $2W_r$ и полосой пропускания не более $2\Delta\Omega_p$, который выделяет сигнал обнаружения.

Исходя из этого составляющие $U'_{сн} U''_{сн}$; $U'_{шрн} U''_{сн}$; $U'_{сн} U''_{шрн}$; $U'_{шрн} U''_{шрн}$; $U'_{св} U''_{св}$; $U'_{шрв} U''_{св}$; формируют спектры, которые расположены вне полосы пропускания фильтра ПФ и поэтому будут подавлены и не повлияют на выходное соотношение сигнал/шум.

Таким образом, выходное напряжение фильтра ПФ будут определяться составляющими

$$U'_{св} U''_{сн}, U'_{шрв} U''_{сн}, U'_{сн} U''_{св}, U'_{шрн} U''_{св}, U'_{св} U''_{шрн},$$

$$U'_{шрв} U''_{шрн}, U'_{сн} U''_{шрв}, U'_{шрн} U''_{шрв} \text{ и } U'_{ш} U''_{ш}. \quad (8)$$

Так как сигналы $U_{сн}(t)$, $U_{св}(t)$, $U_{шрн}(t)$, $U_{шрв}(t)$, входящие в полученное выражение, представляют собой сложные шумовые напряжения, то для описания формируемого ими на выходе фильтра ПФ

сигнала обнаружения необходимо воспользоваться методом гармонического анализа [7]. Метод позволяет представить некоторое шумовое напряжение $\mu_m(t)$ со спектральной плотностью мощности $S(W)$ и средней частотой W_{cp} в виде суммы гармонических составляющих, амплитуда которых постоянна и определяется равенством $C_n = \sqrt{2S(W_{cp} + n\delta W)\delta W}$ (δW – интервал частот между соседними спектральными составляющими), а начальная фаза φ_n случайна и распределена по нормальному закону в интервале $0 - 2\pi$, т.е.

$$\mu_m(t) = \sum_{n=-0,5K}^{0,5K} C_n \cos[(W_{cp} + n \delta W)t + \varphi_n],$$

где $W_{cp} + n\delta W$ – частота отдельных спектральных составляющих; K – число спектральных составляющих, на которое может быть разложено напряжение шума.

С учетом изложенного сигнальные и шумовые составляющие спектра сигнала $U_p'(t)$, т.е. $U_{ch}(t)$, $U_{cb}(t)$ и $U_{шрн}(t)$, $U_{шрв}(t)$ запишутся в виде

$$\begin{aligned} U_{ch}(t) &= \\ &= \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} C_{nch} \cos[(W_r - \Omega + n \delta W)t + \chi_1(t) + \varphi_n]; \\ C_{nch}^2 &= [U_1 J_1(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r - \Omega + n\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W; \\ U_{cb}(t) &= \\ &= \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{icb} \cos[(W_r + \Omega + i \delta W)t + \chi_1(t) + \varphi_i]; \\ C_{icb}^2 &= [U_1 J_1(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r + \Omega + i\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W; \\ U_{шрн}(t) &= \\ &= \sum_{n=1}^L C_{ншн} \cos[(W_r - 0,5\Delta\Omega_1 + n \delta W)t + \chi_1(t) + \varphi_n]; \\ C_{ншн}^2 &= \\ &= [U_1 J_0(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r - 0,5\Delta\Omega_1 + n\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W; \\ U_{шрв}(t) &= \sum_{i=1}^L C_{iшв} \cos[(W_r + 0,5\Delta\Omega_1 - i \delta W)t + \chi_1(t) + \varphi_i]; \\ C_{iшв}^2 &= [U_1 J_0(\beta'_1)]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r + 0,5\Delta\Omega_1 - i\delta W)^2}{4\sigma_w^2}\right] \delta W, \end{aligned}$$

где $n = 1, 2, 3, \dots, L-1, L, L+1, \dots, M$; $i = 1, 2, 3, \dots, L-1, L, L+1, \dots, M$;

$$L = \frac{\Delta\Omega_1 - \Delta\Omega_p}{2\delta W}; \quad M = \frac{\Delta\Omega_1}{\delta W},$$

где $\Delta\Omega_1$ – полоса пропускания РФ

Составляющие $U_p''(t - \tau_2)$ имеют аналогичный вид и получаются из данных выражений заменой t на $(t - \tau_2)$.

На основании полученных выражений составляющие сигнала (8) на выходе фильтра ПФ2 запишутся в виде

$$U_{ch}(t)U_{cb}(t - \tau_2) = 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{nch} C_{icb} \cos[(2W_r +$$

$$+ (n+i) \delta W)t - (W_r + \Omega + i \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n];$$

$$\begin{aligned} U_{ch}(t - \tau_2)U_{cb}(t) &= 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{nch} C_{icb} \cos[(2W_r + \\ &+ (n+i) \delta W)t - (W_r - \Omega + n \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{ch}(t)U_{шрв}(t - \tau_2) &= 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=1}^L C_{nch} C_{iшв} \cos[(2W_r - \Omega + \\ &+ 0,5\Delta\Omega_1 + (n-i) \delta W)t - \\ &- (W_r + 0,5\Delta\Omega_1 - i \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{ch}(t - \tau_2)U_{шрв}(t) &= 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=1}^L C_{nch} C_{iшв} \cos[(2W_r - \Omega + \\ &+ 0,5\Delta\Omega_1 + (n-i) \delta W)t - \\ &- (W_r - \Omega + n \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{шрн}(t)U_{cb}(t - \tau_2) &= 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n=1}^L C_{icb} C_{ншн} \cos[(2W_r + \Omega - \\ &- 0,5\Delta\Omega_1 + (n+i) \delta W)t - \\ &- (W_r + \Omega + i \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{шрн}(t - \tau_2)U_{cb}(t) &= 0,5 \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n=1}^L C_{icb} C_{ншн} \cos[(2W_r + \Omega - \\ &- 0,5\Delta\Omega_1 + (i+n) \delta W)t - \\ &- (W_r - 0,5\Delta\Omega_1 + n \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{шрн}(t)U_{шрв}(t - \tau_2) &= 0,5 \sum_{i=1}^L \sum_{n=1}^L C_{ншн} C_{iшв} \cos[(2W_r + \\ &+ (n-i) \delta W)t - (W_r + 0,5\Delta\Omega_1 - i \delta W) \tau_2 + \\ &+ \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{шрн}(t - \tau_2)U_{шрв}(t) &= 0,5 \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^L C_{ншн} C_{iшв} \cos[(2W_r + \\ &+ (n-i) \delta W)t - (W_r - 0,5\Delta\Omega_1 + n \delta W) \tau_2 + \\ &+ \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned}$$

$$U_m(t)U_m(t - \tau_2)$$

здесь $\zeta(t) = \chi_1(t) + \chi_1(t - \tau_2)$ – суммарный шумовой процесс.

Так как величина временной задержки τ_2 обеспечивает независимость шумовых процессов $\chi_1(t)$ и $\chi_1(t - \tau_2)$, то результирующий процесс $\zeta(t)$ характеризуется как нормальный с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma_\zeta^2 = 4\sigma_{\eta_1}^2 = S_y^2 N \sigma_m^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2$.

В полученных выражениях объединяем равенства при равных несущих и, суммируя амплитуды составляющих симметричных относительно центральной частоты, с одинаковыми n и i , получим

$$\begin{aligned} U_{cc}(t) &= U_{ch}(t)U_{cb}(t - \tau_2) + U_{ch}(t - \tau_2)U_{cb}(t) = \\ &= \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{nch} C_{icb} \cos[(2W_r + (n+i) \delta W)t - \end{aligned}$$

$$-[W_r+0,5(n+i) \delta W] \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} U_{cш}(t) &= U_{ch}(t)U_{шрв}(t-\tau_2) + U_{ch}(t-\tau_2)U_{шрв}(t) = \\ &= \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=0,5L}^{0,5M} C_{nч} C_{iшв} \cos[(2W_r - \Omega + 0,5\Delta\Omega_1 + \\ &+ (n+i) \delta W)t - [W_r + 0,5(0,5\Delta\Omega_1 - \Omega + \\ &+ (n+i) \delta W)] \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n] \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} U_{шс}(t) &= U_{шрн}(t)U_{св}(t-\tau_2) + U_{шрн}(t-\tau_2)U_{св}(t) = \\ &= \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i=0,5M}^{0,5M} C_{nшн} C_{iсв} \cos[(2W_r + \Omega - 0,5\Delta\Omega_1 + \\ &+ (n+i) \delta W)t - [W_r + 0,5(\Omega - 0,5\Delta\Omega_1 + \\ &+ (n+i) \delta W)] \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} U_{шшр}(t) &= U_{шрн}(t)U_{шрв}(t-\tau_2) + U_{шрн}(t-\tau_2)U_{шрв}(t) = \\ &= \sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} \sum_{i=0,5L}^{0,5M} C_{nшн} C_{iшв} \cos[(2W_r + (n-i) \delta W)t - \\ &- (W_r + 0,5(n-i) \delta W) \tau_2 + \zeta(t) + \varphi_i + \varphi_n]; \end{aligned} \quad (12)$$

$$U_{шшн}(t) = U_{шн}(t)U_{шн}(t-\tau_2) \quad (13)$$

В результате напряжение, выделенное фильтром ПФ, можно представить равенством

$$\begin{aligned} U_{вых}(t) &= U_{с\text{ вых}}(t) + U_{ш\text{ вых}}(t) = U_{сс}(t) + U_{сш}(t) + \\ &+ U_{шс}(t) + U_{шшр}(t) + U_{шшн}(t). \end{aligned}$$

Полученное выражение является сигналом обнаружения и содержит сигнальную составляющую напряжения $U_{с\text{ вых}}(t) = U_{сс}(t)$ и шумовую $U_{ш\text{ вых}}(t) = U_{сш}(t) + U_{шс}(t) + U_{шшр}(t) + U_{шшн}(t)$. Сигнальная составляющая $U_{с\text{ вых}}(t)$ представляет собой радиопульс (рис. 2), гармоническое заполнение, которого модулировано по частоте шумовым напряжением. Параметром сигнала обнаружения является уровень выходного сигнала $U_{сс}(t)$ и его длительность. Факт работы системы радиосвязи устанавливается, если уровень сигнала превышает некоторое пороговое напряжение $E_{пор}$, которое больше или равно $U_{ш\text{ вых}}(t)$, а его длительность действия оказывается равной длительности информационной посылки θ .

Для определения отношения сигнал-шум в выходном сигнале, а также чувствительности приемника, определим автокорреляционные функции напряжений $U_{сс}(t)$, $U_{сш}(t)$, $U_{шс}(t)$, $U_{шшр}(t)$ и $U_{шшн}(t)$, для этого воспользуемся приведенным ранее уравнением (5), в результате получим

$$\begin{aligned} R_{сс}(z) &= \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{nч}^2 C_{iсв}^2 \cos[(2W_r + (n+i) \delta W)z] \cdot \\ &\cdot \exp[-S_y^2 N \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{сш}(z) &= \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{i=1}^L C_{nч}^2 C_{iшв}^2 \cos[(2W_r - \Omega + 0,5\Delta\Omega_1 + \\ &+ (n+i) \delta W)z] \cdot \exp[-S_y^2 N \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{шс}(z) &= \sum_{n=-0,5M}^{0,5M} \sum_{n=1}^L C_{iсв}^2 C_{nшн}^2 \cos[(2W_r + \Omega - 0,5\Delta\Omega_1 + \\ &+ (n+i) \delta W)z] \cdot \exp[-S_y^2 N \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{шшр}(z) &= \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^L C_{iшв}^2 C_{nшн}^2 \cos[(2W_r + \\ &+ (n-i) \delta W)z] \exp[-S_y^2 N \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2], \end{aligned}$$

$$R_{шшн}(z) = \sigma_{шр}^4 \left(\frac{\sin 2\Delta w_p z}{2\Delta w_p z} \right), \text{ где } \sigma_{шр}^4 = (N_{yr} \Delta w_p)^2$$

Корреляционная функция $R_{шшн}(z)$ получена из условия, что перемножаемые шумовые процессы имеют одинаковую мощность и одинаковые корреляционные функции, при этом сами перемножаемые шумовые процессы статистически независимы, поэтому их произведение даст равномерный спектр, расположенный в полосе частот $2\Delta w_p$, уровнем $N_{шр} = \frac{\sigma_{шр}^4}{2\Delta w_p}$.

Подставим в полученные выражения значения коэффициентов $C_{нч}^2$ и $C_{нш}^2$, осуществив переход от приращений δW к дифференциалам dW . После подстановки полученных выражений в равенство (6) и учитывая, что при малых индексах модуляции β значение $J_0(\beta) \approx 1$, спектры напряжений (9) – (13) запишутся в виде

$$S_{сс}(W) = [U_{11} J_1(\beta'_1)]^4 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W_r - \Omega - W')^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'.$$

$$\cdot \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W_r + \Omega - W'')^2}{4\sigma_w^2}\right] dW''.$$

$$\cdot \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(2W_r + 2W)z] \exp\left[-S_y^2 N \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2\right] dz =$$

$$= [U_{11} J_1(\beta'_1)]^4 \frac{\sqrt{\pi^3/2}}{\sigma_w^3} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W' - (W_r - \Omega))^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'.$$

$$\cdot \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W'' - (W_r + \Omega))^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'' \exp\left[-\frac{(W - 2W_r)^2}{8\sigma_w^2}\right];$$

$$S_{сш}(W) = [U_{11}^2 J_1(\beta'_1)]^2 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W_r - \Omega - W')^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'.$$

$$\cdot \int_{W_r+0,5\Delta\Omega_p}^W \exp\left[-\frac{(W_r - W'')^2}{4\sigma_w^2}\right] dW''.$$

$$\cdot \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(2W_r - \Omega + W)z] \exp\left[-S_y^2 N \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2\right] dz =$$

$$= [U_{11}^2 J_1(\beta'_1)]^2 \frac{\sqrt{\pi^3/2}}{\sigma_w^3} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W' - (W_r - \Omega))^2}{4\sigma_w^2}\right] dW'.$$

$$\begin{aligned} & \cdot \int_{W_r+0,5\Delta\Omega_p}^W \exp\left[-\frac{(W''-W_r)^2}{4\sigma_w^2}\right]dW'' \exp\left[-\frac{(W-(2W_r-\Omega))^2}{8\sigma_w^2}\right]; \\ S_{mc}(W) &= [U_1^2 J_1(\beta_1')]^2 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W_r+\Omega-W'')^2}{4\sigma_w^2}\right]dW'' \cdot \\ & \cdot \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_p}^W \left[-\exp\left[-\frac{(W_r-W')^2}{4\sigma_w^2}\right]\right]dW'. \\ & \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(2W_r+\Omega-W)z] \exp\left[-S_y^2 N\sigma_w^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2\right] dz = \\ &= [U_1^2 J_1(\beta_1')]^2 \frac{\sqrt{\pi^3/2}}{\sigma_w^3} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_1}^W \exp\left[-\frac{(W''-(W_r+\Omega))^2}{4\sigma_w^2}\right]dW''. \\ & \cdot \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_p}^W \left[-\exp\left[-\frac{(W'-W_r)^2}{4\sigma_w^2}\right]\right]dW' \exp\left[-\frac{(W-(2W_r+\Omega))^2}{8\sigma_w^2}\right]; \\ S_{шмп}(W) &= U_1^4 \frac{\pi}{\sigma_w^2} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_p}^W \left[-\exp\left[-\frac{(W_r-W')^2}{4\sigma_w^2}\right]\right]dW'. \\ & \cdot \int_{W_r+0,5\Delta\Omega_p}^W \exp\left[-\frac{(W_r-W'')^2}{4\sigma_w^2}\right]dW''. \\ & \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \cos[(2W_r-W)z] \exp\left[-S_y^2 N\sigma_w^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} z^2\right] dz = \\ &= U_1^4 \frac{\sqrt{\pi^3/2}}{\sigma_w^3} \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_p}^W \left[\exp\left[-\frac{(W'-W_r)^2}{4\sigma_w^2}\right]\right]dW'. \\ & \cdot \int_{W_r-0,5\Delta\Omega_p}^W \exp\left[-\frac{(W''-W_r)^2}{4\sigma_w^2}\right]dW'' \cdot \exp\left[-\frac{(W-2W_r)^2}{8\sigma_w^2}\right]; \\ S_{шш}(W) &= \begin{cases} \frac{\sigma_{ш}^4}{2\Delta W_p}, & \text{при } 2W_r-2\Delta W_p \leq W \leq 2W_r+2\Delta W_p \\ 0, & \text{при } W > 2W_r+2\Delta W_p \text{ или } W < 2W_r-2\Delta W_p \end{cases} \end{aligned}$$

Из полученных выражений следует, что сигнал, сформированный на выходе перемножителя ХЗ, содержит спектральные составляющие $S_{cc}(W)$, $S_{шмп}(W)$ и $S_{см}(W)$, $S_{шс}(W)$, которые имеют колоколообразную огибающую. Положение спектральных составляющих $S_{cc}(W)$, $S_{шмп}(W)$ на частотной ось определяется удвоенной частотой гетеродина $2W_r$. Спектральные составляющие $S_{см}(W)$ и $S_{шс}(W)$ расположены в полосе частот от $2W_r-\Omega+\Delta\Omega_\xi$ до $2W_r-\Omega-0,5\Delta\Omega_\xi+0,5\Delta\Omega_p$ и от $2W_r+\Omega+0,5\Delta\Omega_\xi-0,5\Delta\Omega_p$ до $2W_r+\Omega-\Delta\Omega_\xi$ соответственно. На рис. 3 отражено изменение положения спектральных компонент в зависимости от выбора полосы режекции режекторного фильтра. Цифре 1 соответствует полоса режекции $\Delta\Omega_p = \Delta\Omega_{p1}$, цифре 2 - $\Delta\Omega_p = \Delta\Omega_{p2}$, причем $\Delta\Omega_{p1} > \Delta\Omega_{p2}$.

При полосе пропускания фильтра ПФ2 равной $\Delta\Omega_1$ мощности составляющих, на его выходе, определяются из известного равенства

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} S(W)dW,$$

в результате

$$\begin{aligned} P_{cc} &= 16 [U_1 J_1(\beta_1')]^4 \sqrt{2\pi^3} \left(\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \right)^2 \Phi\left[\frac{\Delta\Omega_\xi}{2\sigma_w}\right]; \\ P_{см} &= 4 [U_1^2 J_1(\beta_1')]^2 \cdot \\ & \cdot \sqrt{2\pi^3} \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \left[\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] - \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_p}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \right] \cdot \\ & \cdot \left[\Phi\left[\frac{\Delta\Omega_\xi}{2\sigma_w}\right] - \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi-0,5\Delta\Omega_p}{2\sigma_w}\right] \right]; \\ P_{шс} &= 4 [U_1^2 J_1(\beta_1')]^2 \cdot \\ & \cdot \sqrt{2\pi^3} \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \left[\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] - \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_p}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \right] \cdot \\ & \cdot \left[\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi-0,5\Delta\Omega_p}{2\sigma_w}\right] + \Phi\left[\frac{\Delta\Omega_\xi}{2\sigma_w}\right] \right]; \\ P_{шмп} &= 4 U_1^4 \sqrt{2\pi^3} \cdot \\ & \cdot \left[\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] - \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_p}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \right]^2 \left[\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi-0,5\Delta\Omega_p}{2\sigma_w}\right] \right]; \\ P_{шш} &= 4 U_1^4 \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega_1}{2\Delta W_p}. \end{aligned}$$

где $\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \exp[-\frac{\mu^2}{2}] d\mu$ - функция Крампа.

В полученных выражениях:

P_{cc} - мощность полезного сигнала;

$P_{см}$, $P_{шс}$, $P_{шмп}$, $P_{шш}$ - мощности шумовых напряжений, выделенный на выходе фильтра ПФ2.

Из анализа шумовых напряжений $P_{см}$, $P_{шс}$, $P_{шмп}$ следует отметить, что каждое из этих выражений содержит множителя

$\left[\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] - \Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_p}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \right]$, его значение определяется разностью $\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right]$ и $\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_p}{\sqrt{2\sigma_w}}\right]$. Числовые значения этих слагаемых определяются эквивалентной шумовой полосой $\Delta\Omega_\xi$ и полосой режекции $\Delta\Omega_p$ режекторного фильтра. При выполнении $\Delta\Omega_p = \Delta\Omega_\xi$, из последних выражений, очевидно, что шумовые составляющие $P_{см}$, $P_{шс}$, $P_{шмп}$ обращаются в ноль, тогда выходное отношение сигнал/шум запишется в виде

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{P_{cc}}{P_{ш}} = \frac{4 [J_1(\beta_1')]^4 \sqrt{2\pi^3} \left(\Phi\left[\frac{0,5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w}}\right] \right)^2 \Phi\left[\frac{\Delta\Omega_\xi}{2\sigma_w}\right]}{\sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega_1}{2\Delta W_p}}.$$

и будет определяться только уровнем шумового напряжения генераторов УГ, КГ и полосой пропускания $\Delta\Omega_1$ фильтра ПФ2. Полоса этого фильтра должна выбираться из условия выделения максимальной мощности сигнала из смеси сигнала и шума, действующих на его входе. Максимальная мощность сигнала на выходе фильтра достигается при выполнении условия

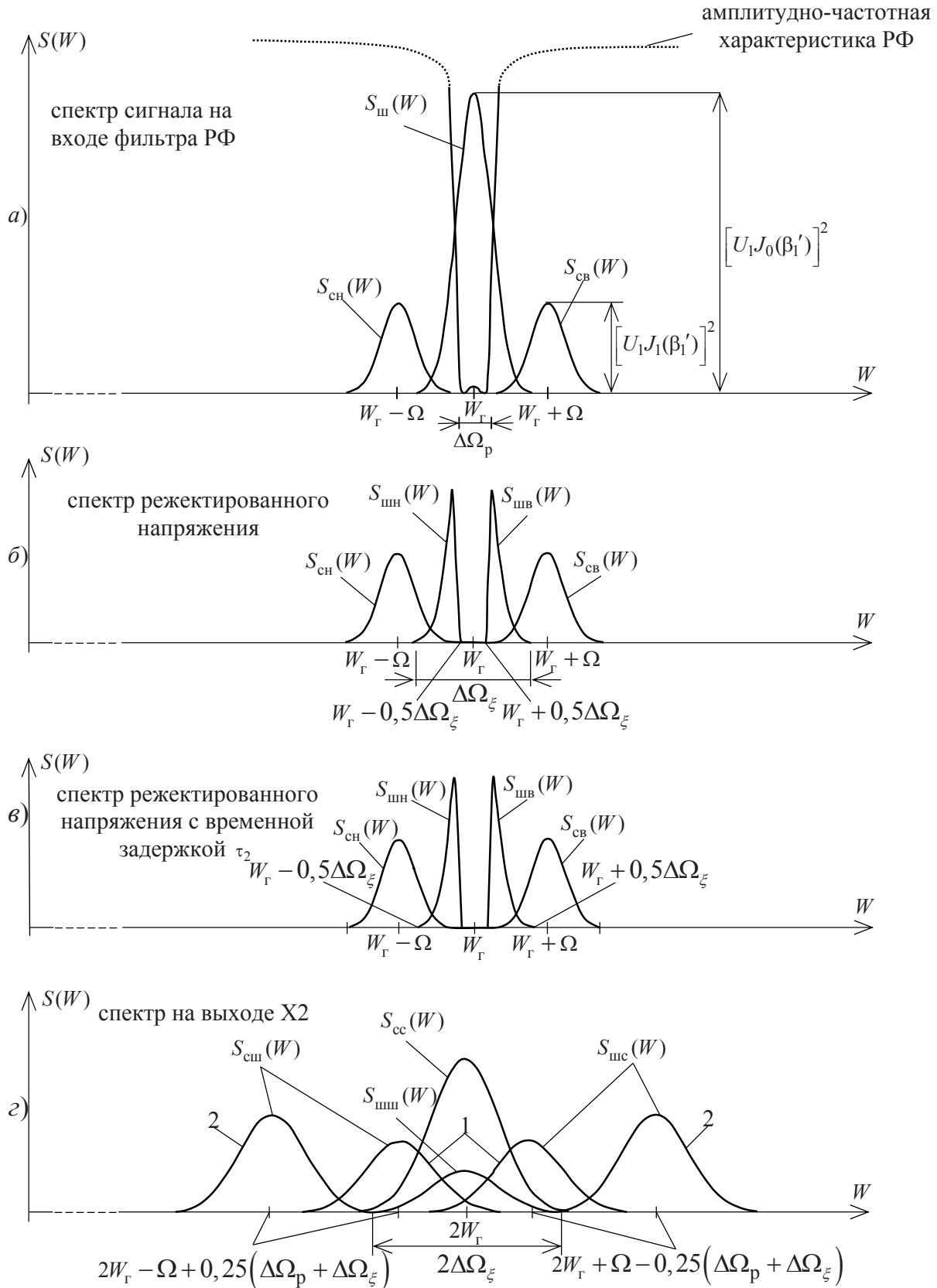


Рис. 3. Изменение положения спектральных компонент в зависимости от выбора полосы режекции режекторного фильтра

$\Delta\Omega_1 \approx 2\Delta\Omega_\xi$, где $\Delta\Omega_\xi$ – эффективная полоса частот, которую занимает спектральная составляющая полезного сигнала.

Для оценки полученного результата, необходимо сопоставить уровни шумовых напряжений, действующих на выходах фильтра ФНЧ (вход УГ) и фильтра

ПФ2. Мощность шумового напряжения, действующего на входе ФНЧ, определяется уровнем приведенных ко входу линейного тракта шумов и его коэффициентом усиления. Значение мощности на выходе ФНЧ оценивается дисперсией (1)

$$\sigma_{\xi_1}^2 = 0,5N\sigma_{ш}^4 \frac{\Delta\Omega}{\Delta W} .$$

В то время как уровень мощности шумового напряжения на входе ПФ2 определяется уровнем шумового напряжения активного элемента генератора УГ. Этот уровень шумового напряжения может быть соизмерим с уровнем шумов приведенных ко входу линейного тракта. Из этого следует, что мощность шумового напряжения на входе ПФ2 меньше в число равное коэффициенту усиления линейного тракта. Кроме того, полоса пропускания ФНЧ равная $\Delta\Omega$ намного больше полосы пропускания $\Delta\Omega_1$ в ПФ2.

Цифровая обработка выходного сигнала приемника обнаружения позволяет получить достоверную информацию при выходном отношении сигнал-шум в 10 дБ. Исходя из этого, чувствительность $P_{c \min}$ приемника обнаружения определится как

$$10 \lg \left[\frac{P_{c \min}}{P_{ш}} \right] = 10 \text{ дБ} \quad P_{c \min} = \sigma_{шг}^4 \frac{\Delta\Omega_1}{2\Delta W_p} = P_{ш}$$

В [8] приводятся теоретические и практические результаты обнаружения сигналов обнаружения, методами изложенными в книге. Наилучший практический результат оценивается входным отношением сигнал/шум равным 0 дБ. Предложенный метод обнаружения позволил получить входное отношение сигнал шум, при обнаружении сигнала с ППРЧ в полосе частот превышающей 200 МГц, определяемое в минус 21дБ.

Рассмотренный метод обработки сигнала позволяет существенно снизить влияние уровня внутренних шумов линейного тракта приемника на выходное отношение сигнал/шум. При обеспечении равенства полосы режекции в режекторном фильтре эквивалентной

ширине спектральной составляющей сигнала обнаружения, формируемого на частоте вспомогательного генератора W_r , внутренние шумы линейного тракта приемника исключаются из состава обрабатываемого сигнала, а выходное отношение сигнал/шум определяется уровнем шумового напряжения вспомогательных генераторов, которое по своему уровню значительно меньше уровня шумов формируемых линейным трактом приемника обнаружения.

Литература

1. Клименко Н.Н., Кисель В.В., Гончар А.Н. Объединенная система распределения тактической информации ДЖИ-ТИДС// Зарубежная радиоэлектроника. – М., Радио и связь, т. 5, 1988. – с.85 – 96
2. Патент UA 42036 Сорочан А.Г., Привалов Е.М., Литвиненко В.И., Лигинов С.М. Спосіб виявлення сигналу системи зв'язку JTIDS та пристрій для здійснення способу. Опубл. 15.10.2001. Офіційний бюлетень України. Промислова власність, № 9.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы// М., Советское радио, 1977. – 608с.
4. Заездный А.Н. Основы расчетов по статистической радиотехнике// М., Связь, 1969. – 447с.
5. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование// М. – Связь, 1979. – 384с.
6. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы// – М., Наука, 1966. – 228с.
7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / Баскаков С.И. – М.: Высшая школа, 1983. – 535 с.
8. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / [Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др.]. – М.: Радио и связь, 2000 – 384с.