

# Прохождение сигнала и квазигармонического шума через частотный детектор

## 1. Статистические характеристики шума на выходе частотного детектора

Напряжение на выходе частотного демодулятора (ЧД) с линейной характеристикой прямо пропорционально отклонению мгновенной частоты входного колебания  $f(t)$  от переходной частоты ЧД  $f_0$ :

$$U_{\text{ЧД}}(t) = S_{\text{ЧД}} (f(t) - f_0), \quad (1)$$

где  $S_{\text{ЧД}}$  – крутизна характеристики ЧД. Поэтому для определения статистических характеристик шумового напряжения на выходе ЧД нужно знать статистические характеристики мгновенной частоты смеси сигнала и квазигармонического шума на его входе, т.е. на выходе блока высокой частоты (БВЧ) радиоприёмника. На статистические характеристики шума на выходе приёмника влияет также вид амплитудно-частотной характеристики блока низкой частоты (БНЧ).

Рассмотрим статистические характеристики мгновенной частоты смеси немодулированного гармонического сигнала и квазигармонического шума, считая, что частота сигнала совпадает с центральной частотой спектра шума  $\omega_0$ . Плотность вероятности мгновенной частоты в общем случае имеет сложный вид. В отсутствие сигнала она равна

$$w(\omega) = \frac{-\psi_0''}{2 \left[ (\omega - \omega_0)^2 - \psi_0'' \right]^{3/2}}, \quad (2)$$

где  $\psi_0'' = \left. \frac{d^2 \psi(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0}$ ,  $\psi(\tau)$  – огибающая нормированной автокорреляционной

функции шума. Плотность вероятности симметрична относительно  $\omega_0$ , поэтому среднее значение мгновенной частоты равно центральной частоте спектра шума:  $\bar{\omega} = \omega_0$ . С увеличением отношения сигнал-шум концентрация плотности вероятности вокруг  $\omega_0$  возрастает. Графики плотности вероятности мгновенной частоты смеси сигнала и шума при различной величине отношения амплитуды сигнала к среднеквадратическому (эффективному) напряжению шума

$a = \frac{U_c}{U_{\text{ш}}}$  приведены на рис. 1.

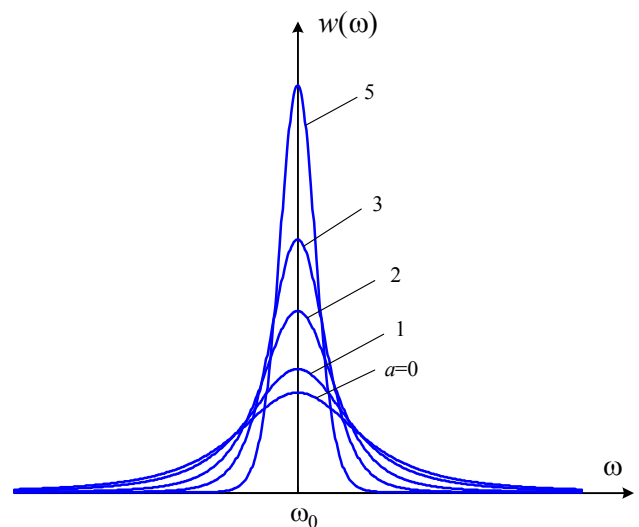


Рис. 1. Плотность вероятности мгновенной частоты смеси сигнала и шума

Анализ выражения для дисперсии мгновенной частоты показывает, что определяющий её интеграл  $\sigma_{\omega}^2 = \int_0^{\infty} (\omega - \omega_0)^2 w(\omega) d\omega$  расходится при любом отношении сигнал-шум. Это означает, что дисперсия мгновенной частоты не существует (бесконечно велика). Физически это связано с резкими изменениями («скачками») фазы смеси сигнала и шума, которым соответствуют так называемые *аномальные выбросы* мгновенной частоты. Поэтому интенсивность флуктуаций (случайных отклонений от среднего значения) мгновенной частоты характеризуют не среднеквадратическим  $\sigma_{\omega}$ , а *средним абсолютным* отклонением

$$S_{\omega} = \overline{|\omega - \omega_0|} = \int_0^{\infty} |\omega - \omega_0| w(\omega) d\omega, \quad (3)$$

которое имеет конечную величину.

Для определения статистических характеристик шума на выходе ЧД и БНЧ рассмотрим автокорреляционную функцию (АКФ) и энергетический спектр (спектральную плотность мощности) отклонения мгновенной частоты смеси сигнала и шума от  $\omega_0$ . Отклонение мгновенной частоты равно

$$\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_0 = \frac{d\theta(t)}{dt}, \quad (4)$$

где  $\theta(t) = \arctg \frac{U_{\text{ш}}^s(t)}{U_c + U_{\text{ш}}^c(t)}$  – фаза смеси сигнала и шума,  $U_{\text{ш}}^c(t)$  – косинусная низкочастотная составляющая шума;  $U_{\text{ш}}^s(t)$  – синусная низкочастотная составляющая шума,  $U_c$  – амплитуда сигнала на выходе БВЧ.

Рассмотрим предельный случай большого отношения амплитуды сигнала к эффективному напряжению шума:  $a = \frac{U_c}{U_{\text{ш}}} \gg 1$ . Из векторной диаграммы (рис. 2) следует, что в этом случае изменение фазы  $\theta(t)$  в первую очередь определяется изменением синусной составляющей шума:

$$\theta(t) = \arctg \frac{U_{\text{ш}}^s(t)}{U_c + U_{\text{ш}}^c(t)} \approx \arctg \frac{U_{\text{ш}}^s(t)}{U_c} \approx \frac{U_{\text{ш}}^s(t)}{U_c}.$$

Следовательно,

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \approx \frac{1}{U_c} \frac{dU_{\text{ш}}^s(t)}{dt}. \quad (5)$$

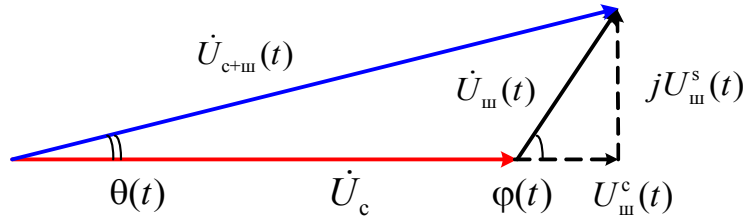
Для определения автокорреляционной функции отклонения мгновенной частоты воспользуемся тем, что АКФ производной некоторого случайного процесса  $\xi(t)$  равна 2-й производной АКФ этого процесса, взятой со знаком «минус» [2]:

$$K_{\xi'}(\tau) = -K_{\xi}''(\tau).$$

При  $a \gg 1$  АКФ отклонения мгновенной частоты равна

$$K_{\Delta\omega}(\tau) = -K_{\theta}''(\tau) \approx \frac{1}{U_c^2} K_{U_{\text{ш}}^s}(\tau) = -\frac{1}{U_c^2} K_{U_{\text{ш}}^s}''(\tau). \quad (6)$$

Исходя из этого выражения на основании теоремы Винера-Хинчина [1] определим энергетический спектр отклонения мгновенной частоты. По теореме Винера-Хинчина двусторонний («математический») энергетический спектр случайного процесса равен преобразованию Фурье его АКФ<sup>1)</sup>:



**Рис. 2. Векторная диаграмма комплексной огибающей суммы сигнала и шума**

$$G_{U_{\text{ш}}^s}(\Omega) = \mathcal{F}\{K_{U_{\text{ш}}^s}(\tau)\}.$$

В соответствии со свойствами преобразования Фурье двукратному дифференцированию АКФ соответствует двукратное умножение «математического» энергетического спектра на  $j\Omega$ , т.е. на  $-\Omega^2$ :

$$\mathcal{F}\{K_{U_{\text{ш}}^s}''(\tau)\} = (j\Omega)^2 G_{U_{\text{ш}}^s}(\Omega) = -\Omega^2 G_{U_{\text{ш}}^s}(\Omega).$$

Следовательно, при большом отношении сигнал-шум «математический» энергетический спектр отклонения мгновенной частоты смеси сигнала и шума равен

$$G_{\Delta\omega}(\Omega) \approx \left(-\frac{1}{U_c^2}\right) [-\Omega^2 G_{U_{\text{ш}}^s}(\Omega)] = \frac{\Omega^2}{U_c^2} G_{U_{\text{ш}}^s}(\Omega).$$

Теперь перейдем к одностороннему («физическому») энергетическому спектру отклонения частоты  $\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$ . Поскольку

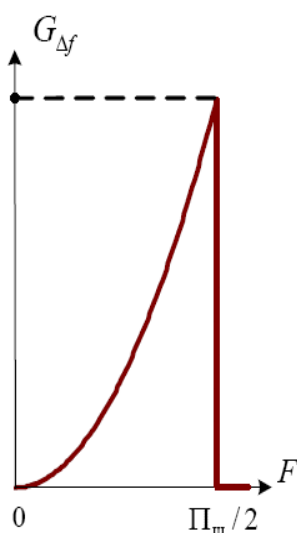
$$G_{\Delta f}(\Omega) = \frac{1}{(2\pi)^2} G_{\Delta\omega}(\Omega) \approx \frac{1}{(2\pi)^2} \frac{\Omega^2}{U_c^2} G_{U_{\text{ш}}^s}(\Omega), \text{ то «физический» спектр равен}$$

$$G_{\Delta f}(F) = 2G_{\Delta f}(\Omega) \approx \frac{F^2}{U_c^2} G_{U_{\text{ш}}^s}(F), \quad (7)$$

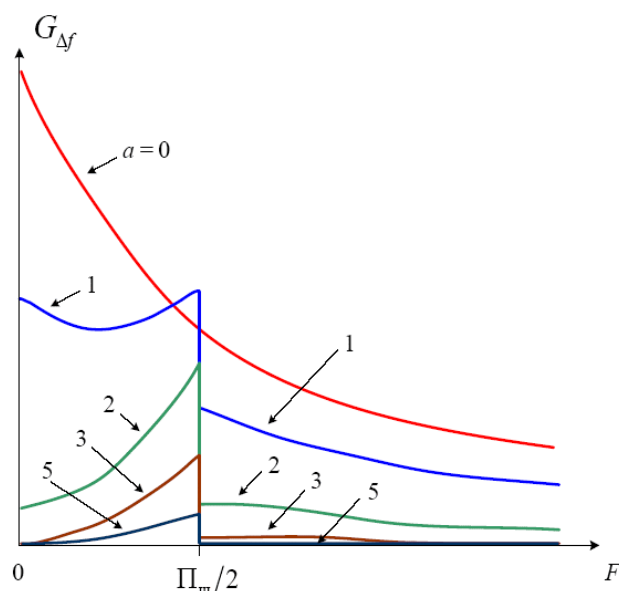
где  $G_{U_{\text{ш}}^s}(F) = 2G(f_0 + F)$  – энергетический спектр синусной составляющей шума, который получается из спектра шума  $G(F)$  сдвигом на нулевую частоту и умножением на 2.

<sup>1)</sup> Аргумент спектра обозначен буквой  $\Omega$  для того, чтобы отличать его от мгновенной частоты колебания  $\omega$

Таким образом, при большом отношении сигнал-шум энергетический спектр отклонения мгновенной частоты имеет вид квадратичной параболы, умноженной на спектр синусной низкочастотной составляющей шума. На рис. 3 показан энергетический спектр отклонения мгновенной частоты в случае прямоугольной АЧХ БВЧ радиоприёмника с шириной полосы  $\Pi_{\text{ш}}$ . Поскольку спектр синусной составляющей шума в этом случае имеет форму прямоугольника с основанием  $\Pi_{\text{ш}}/2$ , то спектр  $G_{\Delta f}(F)$  представляет собой квадратичную параболу, ограниченную частотой  $\Pi_{\text{ш}}/2$ . При уменьшении отношения сигнал-шум вид спектра меняется: его уровень вблизи нулевой частоты повышается, и он обогащается высокочастотными составляющими (рис. 4). Это связано с тем, что при малом отношении сигнал-шум происходят так называемые *аномальные выбросы мгновенной частоты*, обусловленные быстрыми изменениями («скачками») фазы. Эти «скачки» происходят в том случае, когда вектор комплексной огибающей смеси сигнала и шума в процессе своего хаотического движения проходит вблизи начала координат.



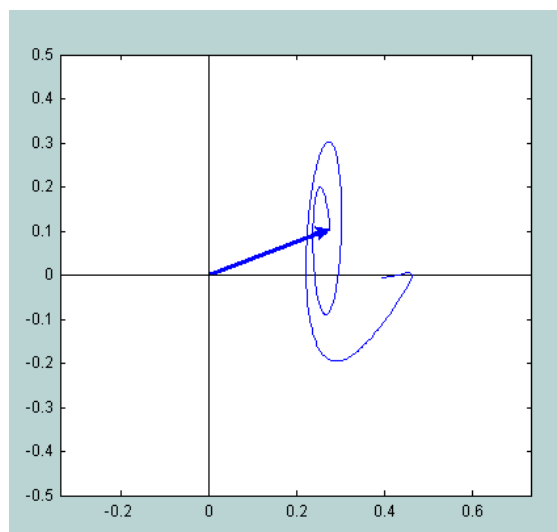
**Рис. 3.** Энергетический спектр мгновенной частоты при большом отношении сигнал-шум



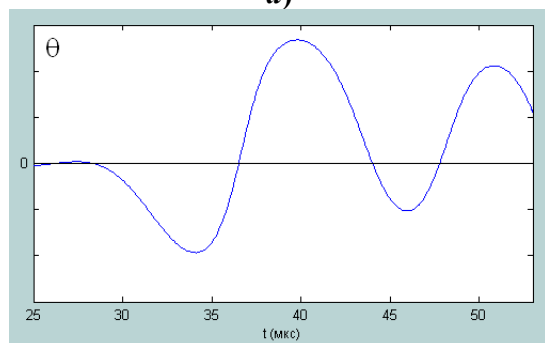
**Рис. 4.** Энергетический спектр мгновенной частоты при различном отношении сигнал-шум

Для того чтобы пояснить это явление, рассмотрим траекторию вектора комплексной огибающей суммы сигнала и шума (её годограф) для одной и той же реализации шума сначала при большом отношении сигнал-шум (рис. 5,а), а затем – при малом (рис. 6,а). Исходя из этого годографа, построим графики изменения полной фазы колебания (рис. 5,б, рис. 6,б) и её производной (рис. 5,в, рис. 6,в), которая определяет отклонение мгновенной частоты от среднего значения. При сравнительно большом отношении сигнал-шум ( $a = 3$ ) годограф комплексной огибающей проходит вдали от начала координат. При этом фаза колебания (рис. 5,б) изменяется медленно, и колебания мгновенной частоты (рис. 5,в) имеют плавный характер. При малом отношении сигнал-шум ( $a = 1$ ) в некоторый момент времени  $t'$  годограф проходит вблизи начала координат (рис. 6,а). При этом вектор комплексной огибающей быстро меняет своё на-

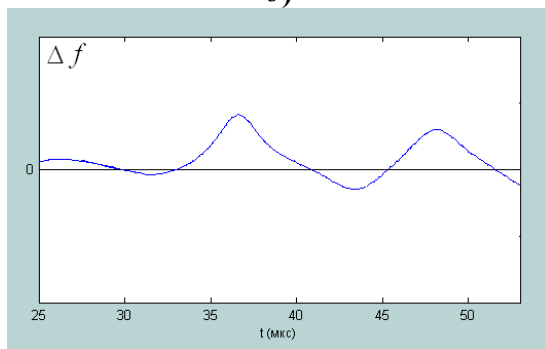
правление на противоположное, т.е. происходит быстрое изменение («скачок») фазы колебания (рис. 6,б). А поскольку отклонение частоты колебания равно производной фазы, то каждому «скачку» фазы соответствует короткий интенсивный всплеск (аномальный выброс) мгновенной частоты (рис. 6,в).



а)

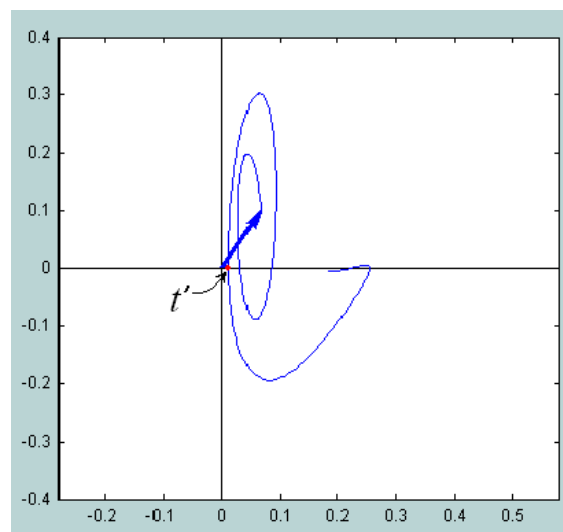


б)

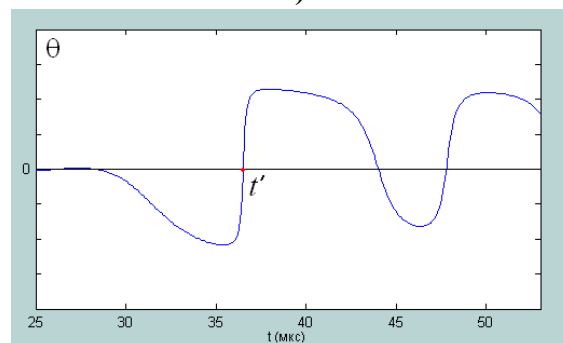


в)

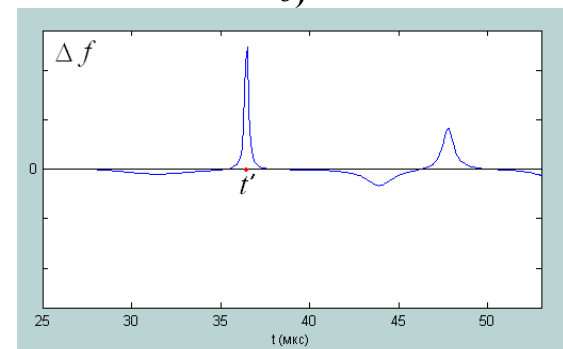
**Рис. 5. Годограф комплексной огибающей (а), полная фаза колебания (б) и отклонение частоты (в) при  $a=3$**



а)



б)



в)

**Рис. 6. Годограф комплексной огибающей (а), полная фаза колебания (б) и отклонение частоты (в) при  $a=1$**

Вероятность «скачков» фазы, а, следовательно, и вероятность аномальных выбросов частоты тем больше, чем меньше отношение сигнал-шум. Именно наличием аномальных выбросов и объясняется бесконечно большая величина дисперсии мгновенной частоты шума. А поскольку каждый аномальный выброс частоты имеет широкий спектр, то с увеличением вероятности их появления при малом отношении сигнал-шум повышается уровень энергетического спектра

мгновенной частоты как в области низкочастотного квадратичного участка, так и в области высоких частот (за пределами граничной частоты  $\Pi_{ш}/2$ ).

## 2. Отношение сигнал-шум на выходе приёмника

Расчёт отношения сигнал-шум на выходе приёмника ЧМ сигнала производится при следующих условиях:

- БВЧ имеет прямоугольную АЧХ с центральной частотой  $f_0$  и полосой пропускания  $\Pi_{ш}$ , коэффициент передачи равен  $K_{0 \text{ БВЧ}}$ ;
- ЧД имеет линейную характеристику, крутизна  $S_{ЧД}$  которой не зависит от уровня сигнала;
- АЧХ БНЧ прямоугольна и ограничена частотой  $F_b$ , коэффициент передачи равен  $K_{0 \text{ БНЧ}} = 1$ ;
- сигнал имеет гармоническую ЧМ с девиацией  $\Delta f_m$  и частотой модуляции  $F_m$ , частота несущей равна центральной частоте БВЧ  $f_0$ , индекс модуляции  $\beta_{ЧМ} = \Delta f_m / F_m \gg 1$ ;
- шум на входе БВЧ – белый со спектральной плотностью  $G_0$ ;
- отношение амплитуды сигнала к эффективному напряжению шума на входе ЧД  $a \gg 1$ .

Поскольку в частотном демодуляторе, который относительно мгновенных значений напряжения является нелинейным устройством, происходит взаимодействие сигнала и шума, то для расчёта отношения сигнал-шум на выходе приёмника необходимо прежде всего определить, что в этом случае понимается под сигналом, а что – под шумом:

- сигнал – это математическое ожидание (среднее по ансамблю реализаций) напряжения на выходе БНЧ при действии на входе приёмника смеси ЧМ сигнала и белого шума;
- шум – это случайная составляющая напряжения на выходе БНЧ при действии на входе приёмника смеси немодулированного сигнала и белого шума.

Отношение сигнал-шум на выходе приёмника равно

$$q_{\text{вых}} = \frac{P_{\text{с. вых}}}{P_{\text{ш. вых}}} = \frac{U_{\text{с. вых}}^2}{2U_{\text{ш. вых}}^2}, \quad (8)$$

где  $U_{\text{с. вых}}$  – амплитуда сигнала,  $U_{\text{ш. вых}}$  – среднеквадратическое напряжение шума.

Найдём амплитуду сигнала  $U_{\text{с. вых}}$ . Поскольку  $a \gg 1$ , то математическое ожидание мгновенной частоты смеси сигнала и шума приблизительно равно мгновенной частоте ЧМ сигнала<sup>2)</sup>:

$$\overline{f(t)} = f_c(t) = f_0 + \Delta f_m \cos 2\pi F_m t.$$

<sup>2)</sup> В те моменты времени, когда мгновенная частота сигнала равна частоте несущей, совпадающей с центральной частотой спектра шума, это равенство является точным.

Следовательно, амплитуда сигнала на выходе БНЧ с коэффициентом передачи  $K_{0 \text{ БНЧ}} = 1$  равна

$$U_{\text{с. вых}} = S_{\text{чД}} \Delta f_m. \quad (9)$$

Найдём дисперсию (квадрат среднеквадратического напряжения) шума  $U_{\text{ш. вых}}^2$ . Поскольку в соответствии с принятым определением шума на выходе приёмника условно считается, что модуляция сигнала отсутствует, то при  $a \gg 1$  энергетический спектр шума на выходе ЧД равен

$$G_{\text{чД}}(F) = S_{\text{чД}}^2 G_{\Delta f}(F) \approx S_{\text{чД}}^2 \frac{F^2}{U_c^2} G_{U_{\text{ш}}^s}(F). \text{ В случае прямоугольной АЧХ БВЧ энергетический спектр шума на выходе БВЧ с коэффициентом передачи } K_{0 \text{ БВЧ}}$$

имеет прямоугольную форму и уровень  $K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0$  (рис. 7,а). Энергетический спектр синусной составляющей шума расположен в области низких частот, его ширина равна  $\Pi_{\text{ш}}/2$ , а уровень –  $2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0$  (рис. 7,б). Следовательно,

$$G_{\text{чД}}(F) \approx S_{\text{чД}}^2 \frac{F^2}{U_c^2} \cdot 2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0, \quad F \in [0, \Pi_{\text{ш}}/2]. \quad (10)$$

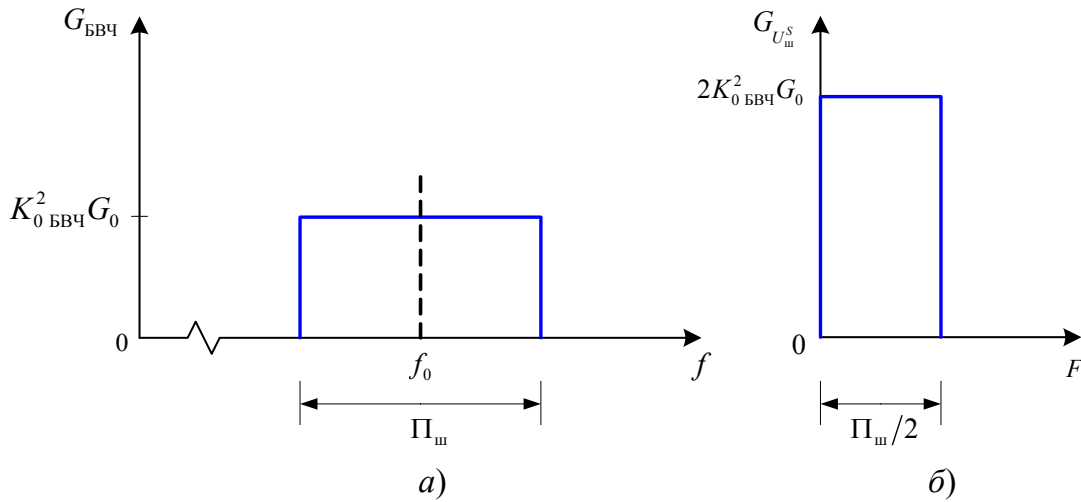


Рис. 7. Энергетический спектр шума на выходе БВЧ (а) и его синусной составляющей (б)

Дисперсия шума на выходе БНЧ с АЧХ  $K_{\text{БНЧ}}(F)$  равна

$$U_{\text{ш. вых}}^2 = \int_0^{\infty} K_{\text{БНЧ}}^2(F) G_{\text{чД}}(F) dF. \quad (11)$$

Поскольку прямоугольная АЧХ БНЧ ограничена частотой  $F_{\text{в}}$  и коэффициент передачи БНЧ  $K_{0 \text{ БНЧ}} = 1$ , то

$$U_{\text{ш. вых}}^2 = \int_0^{F_{\text{в}}} G_{\text{чД}}(F) dF. \quad (12)$$

Значение этого интеграла зависит от того, как соотносятся между собой граница полосы пропускания БНЧ  $F_{\text{в}}$  и верхняя граничная частота спектра шума на выходе ЧД, равная  $\Pi_{\text{ш}}/2$ . Рассмотрим это соотношение.

Граница полосы пропускания БНЧ  $F_{\text{в}}$  определяется частотой демодулированного низкочастотного колебания, которая равна частоте модуляции сигнала  $F_{\text{м}}$ . Для того чтобы на выход БНЧ не проходил излишний шум, принимают  $F_{\text{в}} = F_{\text{м}}$ . Верхняя граничная частота спектра шума определяется полосой пропускания БВЧ, которая, в свою очередь, должна быть согласована с шириной спектра ЧМ сигнала. Известно [3], что форма спектра ЧМ сигнала при гармонической модуляции зависит от индекса модуляции  $\beta_{\text{ЧМ}}$  и при  $\beta_{\text{ЧМ}} \gg 1$  ширина спектра сигнала приблизительно равна удвоенной девиации частоты  $2\Delta f_{\text{м}}$ . Поэтому считаем, что полоса БВЧ равна  $\Pi_{\text{ш}} = 2\Delta f_{\text{м}} = 2\beta_{\text{ЧМ}} F_{\text{м}}$ , а поскольку  $\beta_{\text{ЧМ}} \gg 1$ , то  $\Pi_{\text{ш}}/2 \gg F_{\text{м}}$ . Следовательно, верхняя граничная частота БНЧ значительно меньше граничной частоты спектра шума на выходе ЧД, и дисперсия шума на выходе БНЧ равна (рис. 8)

$$U_{\text{ш. вых}}^2 = \int_0^{F_{\text{м}}} S_{\text{ЧД}}^2 \frac{F^2}{U_{\text{с}}^2} \cdot 2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 dF = \frac{2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 S_{\text{ЧД}}^2}{U_{\text{с}}^2} \cdot \frac{F_{\text{м}}^3}{3}. \quad (13)$$

Теперь, подставляя (9) и (13) в (8), найдём отношение сигнал-шум на выходе приёмника:

$$q_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{с. вых}}^2}{2U_{\text{ш. вых}}^2} = \frac{(S_{\text{ЧД}} \Delta f_{\text{м}})^2}{2 \cdot \frac{2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 S_{\text{ЧД}}^2}{U_{\text{с}}^2} \cdot \frac{F_{\text{м}}^3}{3}}. \quad (14)$$

Домножая числитель и знаменатель (14) на  $\Delta f_{\text{м}}$ , сокращая  $S_{\text{ЧД}}^2$  и учитывая, что  $2\Delta f_{\text{м}} = \Pi_{\text{ш}}$ , а  $\Delta f_{\text{м}}/F_{\text{м}} = \beta_{\text{ЧМ}}$ , приведём это выражение к следующему виду:

$$q_{\text{вых}} = 3 \frac{U_{\text{с}}^2/2}{K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 \Pi_{\text{ш}}} \beta_{\text{ЧМ}}^3.$$

Поскольку стоящее в числителе произведение  $K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 \Pi_{\text{ш}}$  равно дисперсии шума на выходе БВЧ, то выражение  $\frac{U_{\text{с}}^2/2}{K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 \Pi_{\text{ш}}}$  определяет отношение сигнал-шум по мощности  $q_{\text{вх}} = P_{\text{с. вх. ЧД}}/P_{\text{ш. вх. ЧД}}$  на входе ЧД. Таким образом, при большом отношении сигнал-шум на входе ЧД отношение сигнал-шум по мощности на выходе приёмника равно

$$\boxed{q_{\text{вых}} = 3\beta_{\text{ЧМ}}^3 q_{\text{вх}}}. \quad (15)$$

**Замечание.** Частотная модуляция сигнала приводит к изменению энергетического спектра флуктуаций мгновенной частоты смеси сигнала и шума (рис. 9). Однако в области низких частот, которая существенна при расчёте отношения сигнал-шум на выходе БНЧ, форма спектра практически не меняется. Это и позволяет при расчёте отношения сигнал-шум понимать под шумом на выходе приёмника случайную составляющую напряжения на выходе БНЧ при действии на входе приёмника смеси немодулированного сигнала и шума.



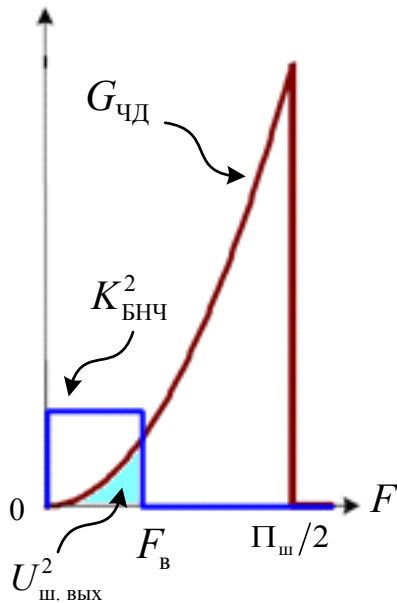


Рис. 8. К расчёту дисперсии шума на выходе БНЧ

при действии шума. Этот вывод, однако, справедлив только в том случае, когда энергетический спектр шума на выходе ЧД имеет параболическую форму, т.е. при достаточно большом отношении сигнал-шум на входе ЧД. Если же отношение сигнал-шум на входе ЧД будет меньше некоторой пороговой величины, то уровень спектра шума на его выходе в области низких частот увеличится (см. рис. 4) и это приведёт к резкому уменьшению отношения сигнал-шум на выходе приёмника и, следовательно, к ухудшению качества приёма. Это явление называется *пороговым эффектом при приёме ЧМ сигнала*. Физической причиной порогового эффекта являются аномальные выбросы мгновенной частоты смеси сигнала и шума, вероятность которых при уменьшении отношения сигнал-шум возрастает.

На рис. 10 приведены графики зависимостей отношения сигнал-шум на выходе приёмника (в децибелах) от отношения сигнал-шум на входе ЧД (в децибелах), полученных на модели для различных значений индекса модуляции при условии, что  $\Pi_{ш} = 2\Delta f_m$ ,  $F_B = F_m$ . Штриховой линией показаны зависимости, рассчитанные по формуле (15). Пороговое значение отношения сигнал-шум на входе ЧД зависит от индекса модуляции и составляет  $q_{вх. п} \approx 7-12$  дБ, что соот-

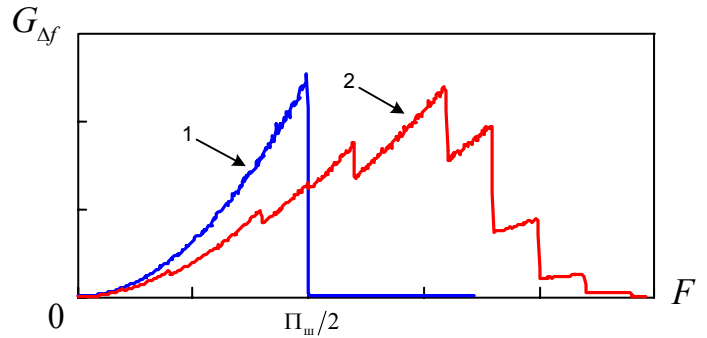


Рис. 9. Энергетический спектр мгновенной частоты смеси сигнала и шума: 1 — для немодулированного сигнала; 2 — для ЧМ сигнала с индексом модуляции 5 (ширина «ступенек» в высокочастотной области спектра равна частоте модуляции)

Формула (15) получена при условии, что  $\beta_{чм} \gg 1$ . Поэтому из неё следует, что отношение сигнал-шум на выходе приёмника значительно больше, чем на входе ЧД, и что тем самым обеспечивается высокое качество приёма ЧМ сигнала

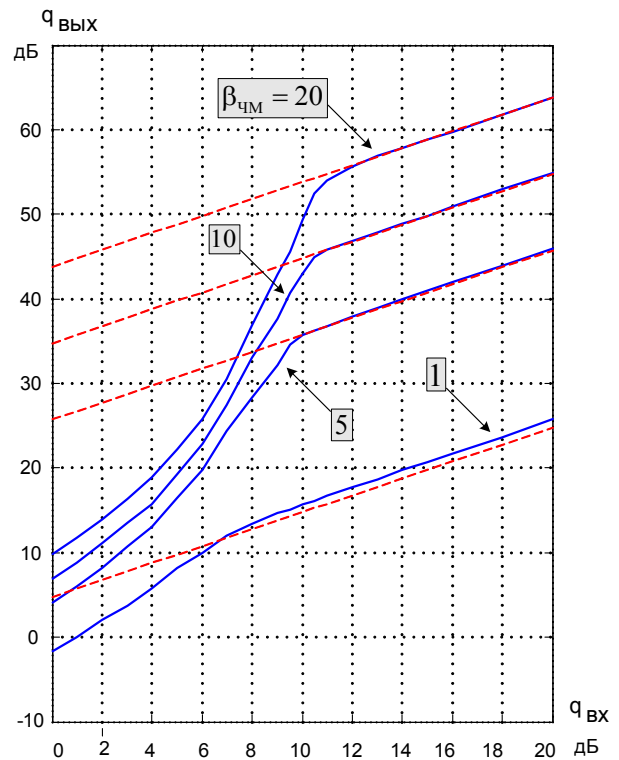


Рис. 10. Зависимости отношения сигнал-шум на выходе приёмника от отношения сигнал-шум на входе ЧД

ветствует значению параметра  $a_{\Pi} = \sqrt{2q_{\text{вх. п}}} \approx 3-5$ . При уменьшении индекса модуляции пороговое отношение сигнал-шум уменьшается.

Таким образом, видно, что формула (15) справедлива только при  $q_{\text{вх}} > q_{\text{вх. п}}$ , т.е. в так называемой *надпороговой области* и при большом индексе модуляции. При малых значениях индекса модуляции ( $\beta_{\text{чм}} < 5$ ) эта формула даёт несколько заниженную величину отношения сигнал-шум на выходе приёмника.

При передаче информации с помощью ЧМ сигнала модулирующее колебание занимает некоторую область частот. Поскольку при  $q_{\text{вх}} > q_{\text{вх. п}}$  энергетический спектр шума на выходе ЧД имеет вид квадратичной параболы, то для различных частотных составляющих демодулированного колебания отношение сигнал-шум будет различным – бóльшим в области низких частот и меньшим в области высоких частот. В связи с этим, для того чтобы обеспечить независимость отношения сигнал-шум от частоты модулирующего колебания, в состав модулятора передатчика включают *предыскажающий фильтр*, а в состав БНЧ приёмника – *корректирующий фильтр* [3]. Обычно для этой цели используют соответственно дифференцирующую и интегрирующую RC-цепи. В рабочей полосе частот модуляции АЧХ предыскажающего фильтра прямо пропорциональна частоте, а корректирующего фильтра – обратно пропорциональна. Поскольку энергетический спектр шума на выходе корректирующего фильтра с АЧХ  $K_{\text{корр}}(F)$  равен  $G_{\text{корр}}(F) = K_{\text{корр}}^2(F)G_{\text{ЧД}}(F)$ , а при большом отношении сигнал-шум на входе ЧД  $G_{\text{ЧД}}(F) \propto F^2$ , то в рабочей полосе частот, где  $K_{\text{корр}}(F) \propto 1/F$ , его уровень будет постоянным:  $G_{\text{корр}}(F) = \text{const}$ . Происходящее при этом ослабление высокочастотных составляющих демодулированного колебания компенсируется с помощью предыскажающего фильтра, который повышает уровень высокочастотных составляющих модулирующего колебания.

## Контрольные вопросы

1. Как связаны между собой мгновенная частота и фаза суммы сигнала и квазигармонического шума?
2. Какие случайные процессы называются низкочастотными квадратурными составляющими квазигармонического шума?
3. Как связана мгновенная частота смеси сигнала и квазигармонического шума с синусной составляющей шума при большом отношении сигнал-шум?
4. Чем обусловлено появление аномальных выбросов мгновенной частоты при малом отношении сигнал-шум?
5. Почему для количественной характеристики флуктуаций мгновенной частоты смеси сигнала и шума используют среднее абсолютное отклонение, а не среднеквадратическое отклонение?
6. Почему с увеличением отношения сигнал-шум на входе ЧД уменьшается вероятность появления аномальных выбросов напряжения на его выходе?

7. Как изменяется форма энергетического спектра шума на выходе ЧД при увеличении отношения сигнал-шум на входе?
8. Почему зависимость отношения сигнал-шум на выходе приёмника ЧМ сигнала от отношения сигнал-шум на входе ЧД имеет пороговый характер?
9. Как влияет вид АЧХ БНЧ на эффективное напряжение шума на выходе приёмника (в случае большого отношения сигнал-шум на входе ЧД)?
10. Почему при расчёте дисперсии шума на выходе приёмника в надпороговой области можно условно считать, что частотная модуляция сигнала отсутствует?
11. Как влияет вид АЧХ БНЧ на отношение сигнал-шум на выходе приёмника в надпороговой области?
12. Для чего в приёмнике ЧМ сигналов производится «выравнивание» спектральной плотности шума с помощью корректирующего низкочастотного фильтра?
13. В чём физическая причина порогового эффекта при приёме ЧМ сигнала?
14. Как зависит пороговое отношение сигнал-шум от индекса частотной модуляции сигнала?

### Библиографический список

1. **Карташёв В.Г.** Основы теории случайных процессов: учебное пособие для вузов / В.Г.Карташёв, Е.В.Шалимова. – М.: Издательство МЭИ, 2005.
2. **Шахтарин Б.И.** Случайные процессы в радиотехнике. 2-е изд. Ч. 1. Линейные системы. – М.: Радио и связь, 2002.
3. **Колосовский Е.А.** Устройства приёма и обработки сигналов: учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007.