

2.3. Приём ЧМ сигнала при действии шума

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

$$U_{\text{чд}}(t) = S_{\text{чд}}(f(t) - f_0),$$

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 радиоприёмника. На статистические характеристики шума на выходе приёмника в целом влияет также вид амплитудно-частотной характеристики блока низкой частоты.

Рассмотрим статистические характеристики мгновенной частоты смеси немодулированного гармонического сигнала и квазигармонического шума считая, что частота сигнала совпадает с центральной частотой спектра шума ω_0 . Плотность вероятности мгновенной частоты в общем случае имеет сложный вид. В отсутствие сигнала она определяется простым выражением [2]

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

где $\psi_0'' = \left. \frac{d^2\psi}{d\tau^2} \right|_{\tau=0}$ – кривизна нормированной огибающей автокорреляционной функции шума $\psi(\tau)$ в нуле. Плотность вероятности симметрична относительно ω_0 , поэтому среднее значение мгновенной частоты равно центральной частоте спектра шума: $\bar{\omega} = \omega_0$. Графики плотности вероятности мгновенной частоты шума, а также смеси сигнала и шума при различной величине отношения $a = \frac{U_c}{U_{\text{ш}}}$ приведены на рис. 2.13.

Видно, что с увеличением отношения сигнал-шум концентрация плотности вероятности вокруг частоты ω_0 возрастает.

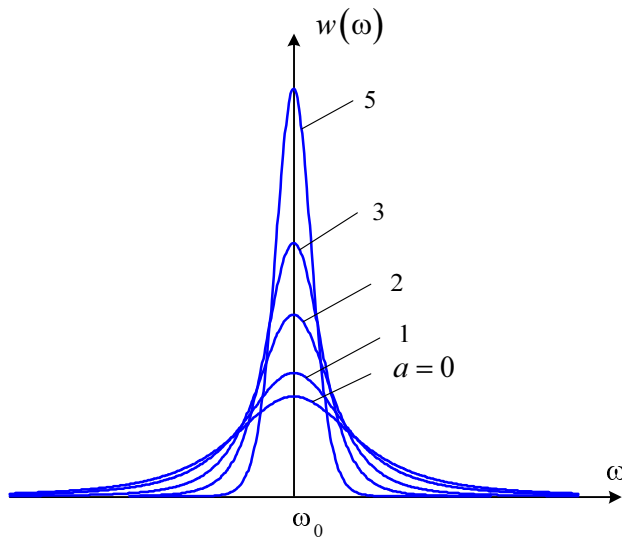


Рис. 2.13. Плотность вероятности мгновенной частоты смеси сигнала и шума

Анализ выражения для дисперсии мгновенной частоты показывает, что определяющий её интеграл $\sigma_{\omega}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\omega - \omega_0)^2 w(\omega) d\omega$ расходитя 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 (это явление будет рассмотрено позднее). Поэтому интенсивность флуктуаций мгновенной частоты характеризуют не среднеквадратическим отклонением σ_{ω} , а *средним абсолютным отклонением*

которое имеет конечную величину.

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

Для определения статистических характеристик шума на выходе ЧД и БНЧ рассмотрим автокорреляционную функцию и энергетический спектр отклонения мгновенной частоты смеси сигнала и шума от ω_0 . Отклонение мгновенной частоты равно

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

где $\theta(t) = \text{arctg} \frac{U_{\text{ш}}^s(t)}{U_c + U_{\text{ш}}^c(t)}$ – 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 сигнал-шум: $a = \frac{U_c}{U_{\text{ш}}} \gg 1$. Мы ограничимся только этим случаем, по двум причинам:

1. поскольку при этом получаются простые выражения для АКФ и энергетического спектра;

2. только в этом случае приёмник ЧМ сигналов обеспечивает высокое качество приёма.

Из векторной диаграммы (рис. 2.14) следует, что при большом отношении сигнал-шум 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, для отклонения мгновенной частоты можно записать приближённое выражение

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

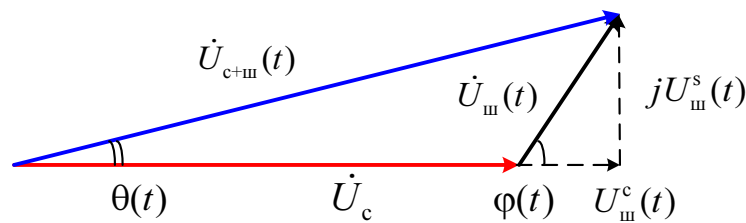


Рис. 2.14. Векторная диаграмма комплексной огибающей суммы сигнала и шума

Таким образом, в данном случае отклонение мгновенной частоты смеси сигнала и шума пропорционально скорости изменения синусной составляющей квазигармонического шума.

Для определения автокорреляционной функции отклонения мгновенной частоты воспользуемся следующим известным свойством стационарных случайных процессов [2]: АКФ производной дифференцируемого случайного процесса $\xi(t)$ равна 2-й производной АКФ этого процесса, взятой со знаком «минус»:

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

В соответствии с этим соотношением при $a \gg 1$ АКФ отклонения мгновенной частоты равна

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

Исходя из этого выражения на основании теоремы Винера-Хинчина [1, 2] определим энергетический спектр отклонения мгновен-

ной частоты. По теореме Винера-Хинчина двусторонний («математический») энергетический спектр случайного процесса равен преобразованию Фурье его автокорреляционной функции^{*)}:

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

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

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

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

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

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

$$G_{\Delta f_m}(\Omega) = \frac{1}{(2\pi)^2} G_{\Delta\omega_m}(\Omega) \approx \frac{1}{(2\pi)^2} \frac{\Omega^2}{U_c^2} G_{U_{шм}^s}(\Omega),$$

то «физический» спектр равен

$$G_{\Delta f}(F) = 2G_{\Delta f_m}(2\pi F) \approx \frac{F^2}{U_c^2} G_{U_{шм}^s}(F),$$

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

Из полученного выражения следует, что при большом отношении сигнал-шум энергетический спектр отклонения мгновенной частоты имеет вид квадратичной параболы $\frac{1}{U_c^2} F^2$, умноженной на спектр си-

^{*)} Аргумент спектра обозначен буквой Ω для того, чтобы отличать его от мгновенной частоты колебания ω .

нусной низкочастотной составляющей шума $G_{U_{ш}}^s(F)$. На рис. 2.15 показан энергетический спектр отклонения мгновенной частоты в случае прямоугольной АЧХ БВЧ радиоприёмника с шириной полосы $\Pi_{ш}$. Поскольку спектр синусной составляющей шума в этом случае имеет форму прямоугольника с основанием $\Pi_{ш}/2$, то спектр $G_{\Delta f}(F)$ представляет собой квадратичную параболу, ограниченную частотой $\Pi_{ш}/2$.

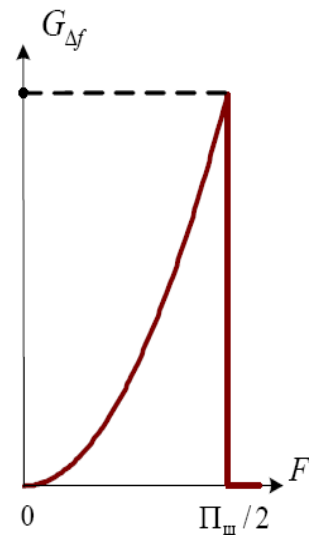


Рис. 2.15. Энергетический спектр мгновенной частоты при большом отношении сигнал-шум

При уменьшении отношения сигнал-шум вид спектра меняется: его уровень вблизи нулевой частоты повышается, и он обогащается высокочастотными составляющими^{**)} (рис. 2.16).

Такой характер изменения спектра связан 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.

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. 2.17,*a*), а затем – при малом (рис. 2.18,*a*).

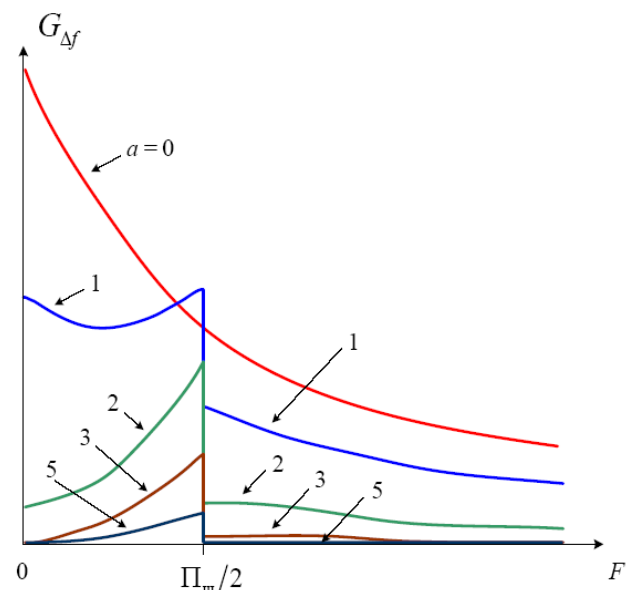
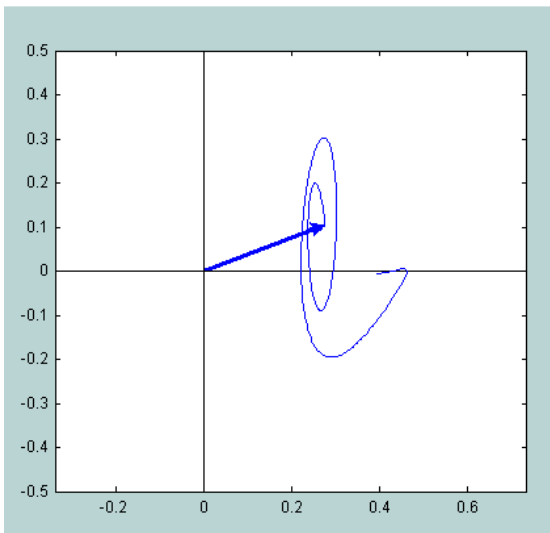
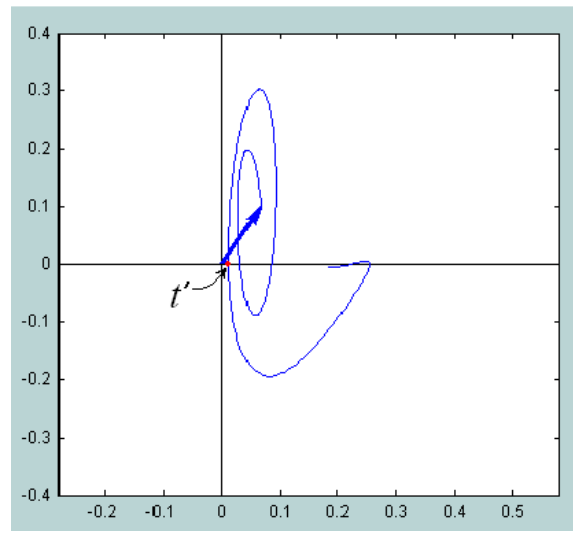


Рис. 2.16. Энергетический спектр мгновенной частоты при различном отношении сигнал-шум

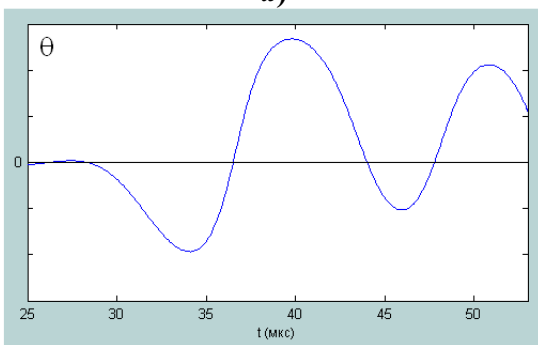
^{**)} Можно показать, что при $F \gg \Pi_{ш}/2$ энергетический спектр мгновенной частоты убывает как $1/F$.



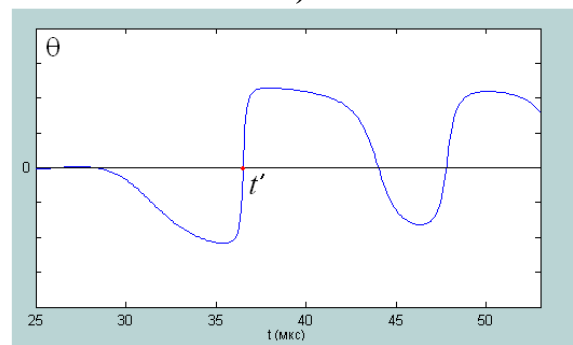
a)



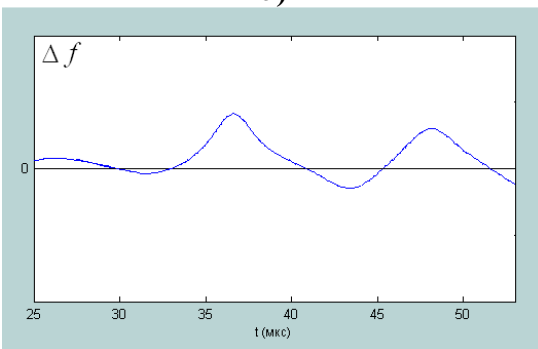
a)



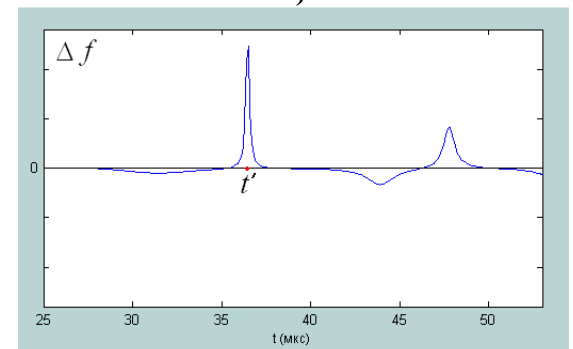
б)



б)



в)



в)

Рис. 2.17. Годограф комплексной огибающей (**a**), полная фаза колебания (**б**) и отклонение частоты (**в**) при $a=3$

Рис. 2.18. Годограф комплексной огибающей (**a**), полная фаза колебания (**б**) и отклонение частоты (**в**) при $a=1$

Исходя из этого годографа, построим графики изменения полной фазы колебания (рис. 2.17,б, рис. 2.18,б) и её производной (рис. 2.17,в, рис. 2.18,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. 2.17,б) изменяется медленно и колебания мгновенной частоты (рис. 2.17,в) имеют плав-

ный характер. При малом отношении сигнал-шум ($a = 1$) в некоторый момент времени t' годограф проходит вблизи начала координат – точки 0 (рис. 2.18,а). При этом вектор комплексной огибающей быстро меняет своё направление на противоположное, т.е. происходит быстрое изменение («скачок») фазы колебания (рис. 2.18,б). А поскольку отклонение частоты колебания равно производной фазы, то каждому «скачку» фазы соответствует короткий интенсивный всплеск («аномальный выброс») мгновенной частоты (рис. 2.18,в).

Вероятность «скачков» фазы, а, следовательно, и вероятность аномальных выбросов частоты тем больше, чем меньше смещение годографа относительно точки 0, т.е. 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 (т.е. за пределами граничной частоты $\Pi_{ш}/2$).

Расчёт отношения сигнал-шум на выходе приёмника ЧМ сигнала

Рассмотрим методику расчёта отношения сигнал-шум на выходе типового тракта приёмника ЧМ сигнала (рис. 2.19) при следующих условиях:

- на входе БВЧ действует белый шум со спектральной плотностью G_0 ;
- 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_v , коэффициент передачи равен $K_{0\text{ БНЧ}} = 1$;
- сигнал имеет гармоническую ЧМ с девиацией Δf_m и частотой модуляции F_m , частота несущей равна центральной частоте БВЧ f_0 , индекс модуляции $\beta_{чм} = \Delta f_m / F_m \gg 1$;

- отношение амплитуды сигнала к эффективному напряжению шума на входе ЧД $a \gg 1$.

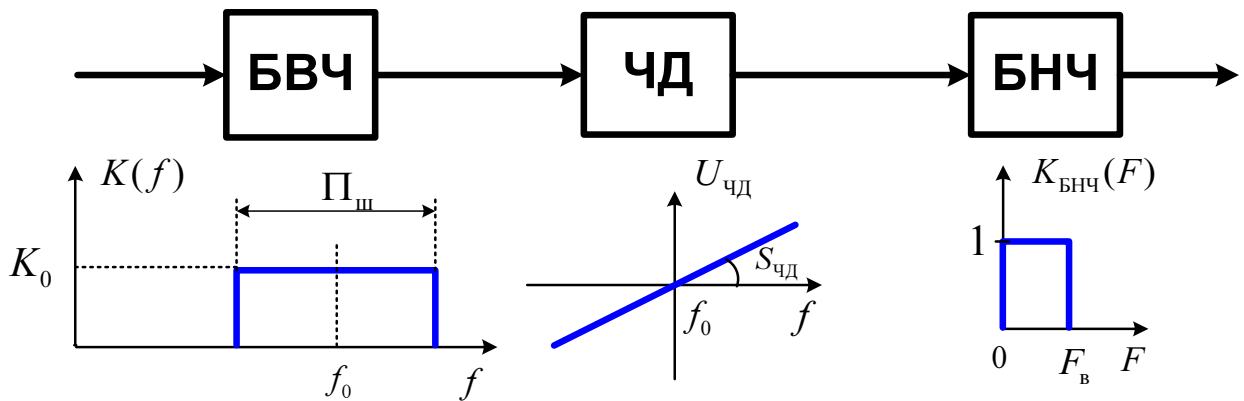


Рис. 2.19. Структурная схема и параметры блоков приёмника ЧМ сигнала

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. Примем следующие определения:

- 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 по мощности на выходе приёмника равно

$$q_{\text{ВЫХ}} = \frac{P_{\text{с. ВЫХ}}}{P_{\text{ш. ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{с. ВЫХ}}^2}{2U_{\text{ш. ВЫХ}}^2},$$

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^{***)}:

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

***) 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

$$U_{\text{с. вых}} = S_{\text{чД}} \Delta f_m.$$

Теперь 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 $G_{\text{чД}}(F) = S_{\text{чД}}^2 G_{\Delta f}(F) \approx S_{\text{чД}}^2 \frac{F^2}{U_c^2} G_{U_{\text{ш}}^s}(F)$. 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. 2.20,а). Энергетический спектр синусоидальной составляющей шума расположен в области низких частот, его ширина равна $\Pi_{\text{ш}}/2$, а уровень $2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0$ (рис. 2.20,б). Следовательно,

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

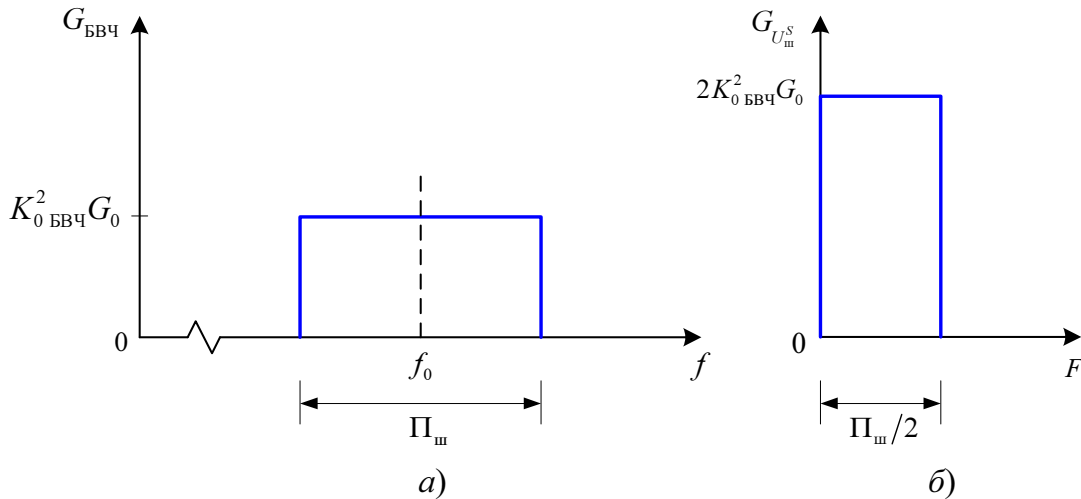


Рис. 2.20. Энергетический спектр шума на выходе БВЧ (а) и его синусоидальной составляющей (б)

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

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

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

$$U_{\text{ш. вых}}^2 = \int_0^{F_B} G_{\text{чД}}(F) dF .$$

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

Граница полосы пропускания БНЧ F_B определяется частотой демодулированного низкочастотного колебания, которая равна частоте модуляции сигнала F_M . Для того чтобы на выход БНЧ не проходил излишний шум, принимают $F_B = F_M$. Верхняя граничная частота спектра шума определяется полосой пропускания БВЧ, которая, в свою очередь, должна быть согласована с шириной спектра ЧМ сигнала. Известно, 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 $2\Delta f_m$. Поэтому считаем, что полоса БВЧ равна $\Pi_{\text{ш}} = 2\Delta f_m = 2\beta_{\text{чМ}}F_M$, а поскольку $\beta_{\text{чМ}} \gg 1$, то $\Pi_{\text{ш}}/2 \gg F_M$. Следовательно, верхняя граничная частота БНЧ значительно меньше граничной частоты спектра шума на выходе ЧД, и поэтому в выражении для дисперсии шума верхний предел интегрирования равен F_M . Тогда дисперсия шума на выходе БНЧ равна (рис. 2.21)

$$U_{\text{ш. вых}}^2 = \int_0^{F_M} S_{\text{чД}}^2 \frac{F^2}{U_c^2} \cdot 2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 dF = \frac{2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 S_{\text{чД}}^2}{U_c^2} \cdot \frac{F_M^3}{3} .$$

Теперь можно найти отношение сигнал-шум на выходе приёмника:

$$q_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{с. вых}}^2}{2U_{\text{ш. вых}}^2} = \frac{(S_{\text{чД}} \Delta f_m)^2}{2 \cdot \frac{2K_{0 \text{ БВЧ}}^2 G_0 S_{\text{чД}}^2}{U_c^2} \cdot \frac{F_M^3}{3}} .$$

Домножая числитель и знаменатель этого выражения на Δf_m , сокращая $S_{\text{чД}}^2$ и учитывая, что $2\Delta f_m = \Pi_{\text{ш}}$, а $\Delta f_m/F_M = \beta_{\text{чМ}}$, приведём его к следующему виду:

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

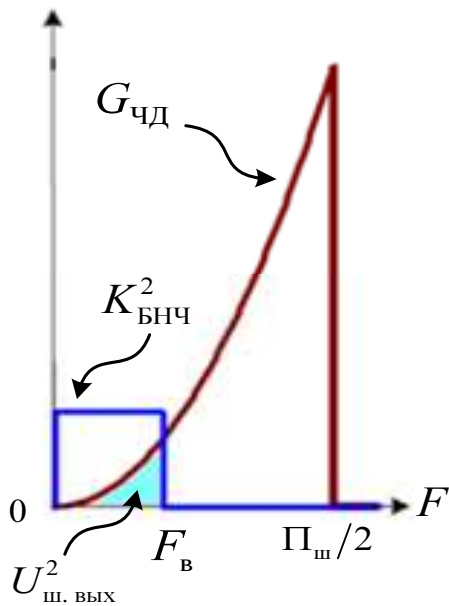


Рис. 2.21. К расчёту дисперсии шума на выходе БНЧ

Поскольку стоящее в знаменателе произведение $K_{0 \text{ БНЧ}}^2 G_0 \Pi_{\text{ш}}$ равно дисперсии шума на выходе БНЧ, то выражение $\frac{U_c^2/2}{K_{0 \text{ БНЧ}}^2 G_0 \Pi_{\text{ш}}}$ 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 БНЧ приёмника равно

$$q_{\text{вых}} = 3\beta_{\text{ЧМ}}^3 q_{\text{вх}}.$$

Замечание. Частотная модуляция сигнала приводит к изменению энергетического спектра флуктуаций мгновенной частоты смеси сигнала

и шума (рис. 2.22). 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.

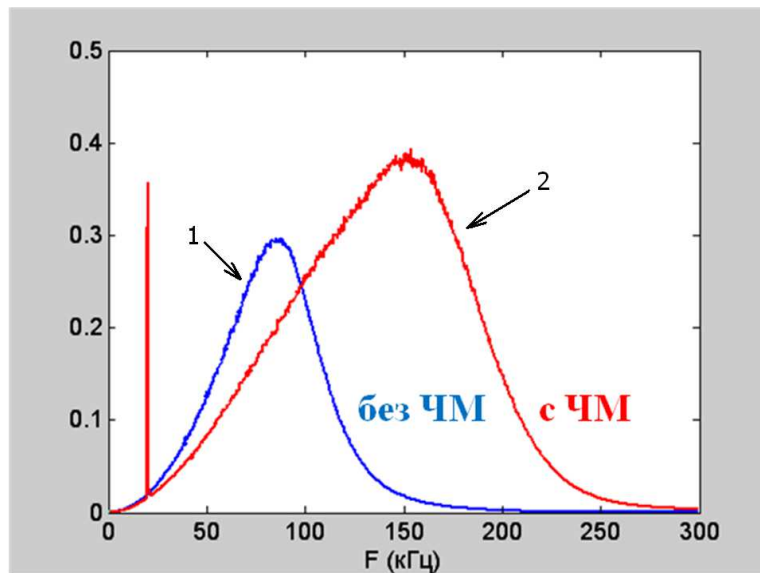


Рис. 2.22. Энергетический спектр мгновенной частоты смеси сигнала и шума: 1 – для немодулированного сигнала; 2 – для ЧМ сигнала с индексом модуляции 5 (видна спектральная линия демодулированного сигнала на частоте $F_m = 20$ кГц)

Формула для отношения сигнал-шум на выходе приёмника получена при условии, что $\beta_{\text{ЧМ}} \gg 1$. Поэтому из неё следует, что отноше-

ние сигнал-шум на выходе приёмника значительно больше, чем на входе ЧД, и что тем самым обеспечивается высокое качество приёма ЧМ сигнала 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 (рис. 2.23,а). 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 (рис. 2.23,б) 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.

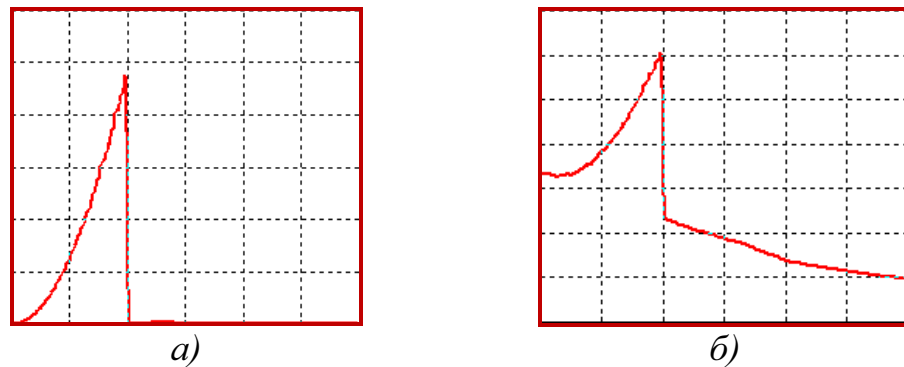


Рис. 2.23. Энергетический спектр шума на выходе ЧД:

а) $q_{\text{вх}} = 20$ дБ , б) $q_{\text{вх}} = 0$ дБ

Для увеличения индекса ЧМ при фиксированной частоте модуляции нужно увеличивать девиацию частоты и, следовательно, расширять полосу пропускания БВЧ, что ухудшает отношение сигнал-шум на его выходе. Поэтому при увеличении девиации частоты необходимо одновременно либо увеличивать мощность сигнала, либо уменьшать интенсивность собственного шума РПУ.

На рис. 2.24 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 $\Pi_{\text{ш}} = 2\Delta f_m$, $F_{\text{в}} = F_{\text{м}}$. Штриховой линией показаны зависимости, рассчитанные по теоретической формуле. Пороговое значение отношения сигнал-шум на входе ЧД зависит от индекса модуляции и составляет $q_{\text{вх.п}} \approx 7-12$ дБ, что соответ-

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

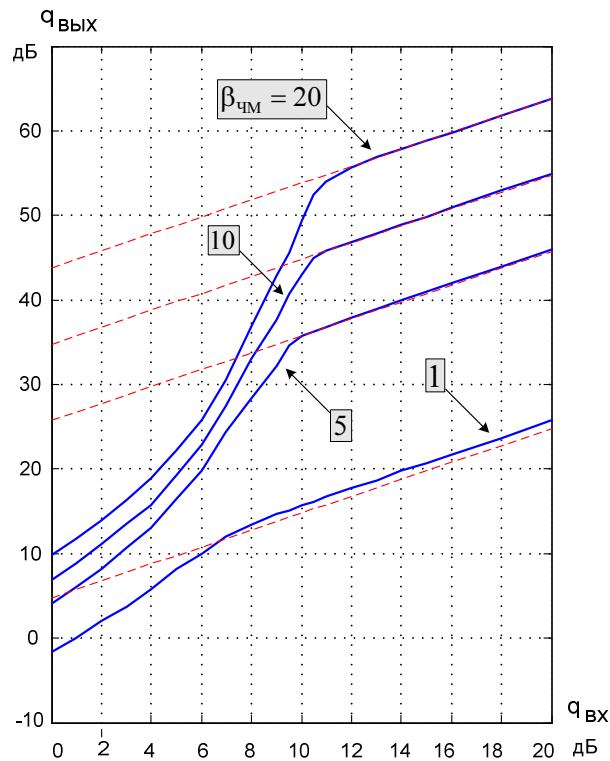


Рис. 2.24. Зависимости отношения сигнал-шум на выходе приёмника от отношения сигнал-шум на входе ЧД

Таким образом, видно, что полученная теоретическая формула 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.

Методы повышения качества приёма ЧМ сигнала

Предыскажение модулирующего сигнала

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 неравномерный (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*. 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.

Снижение пороговой величины отношения сигнал-шум

Поскольку пороговый эффект обусловлен «скачками» фазы колебания, действующего на входе ЧД, то для уменьшения пороговой величины входного отношения сигнал-шум необходимо каким-то образом «отодвинуть» вектор комплексной огибающей шума от начала координат и тем самым уменьшить вероятность «скачков» фазы. Этого, в принципе, можно достичь двумя способами:

- искусственно увеличивая уровень сигнала на входе ЧД;
- уменьшая интенсивность шума на входе ЧД.

Рассмотрим сначала первый подход.

Метод синхронного приёма (метод регенерации несущей)

Этот метод основан на искусственном увеличении («подкачке») уровня несущей ЧМ сигнала на входе ЧД. Для этого в приёмнике с помощью специального генератора формируется колебание, совпадающее по частоте и фазе с несущей ЧМ сигнала. Это колебание затем суммируется с напряжением на выходе УПЧ и результирующее коле-

вание подается на ЧД (рис. 2.25). Для подстройки частоты и фазы сигнала «подкачки» используется система фазовой автоподстройки частоты (ФАП). На вход системы ФАП подается смесь сигнала и шума, пропущенная через узкополосный фильтр (УФ), настроенный на частоту несущей f_0 .

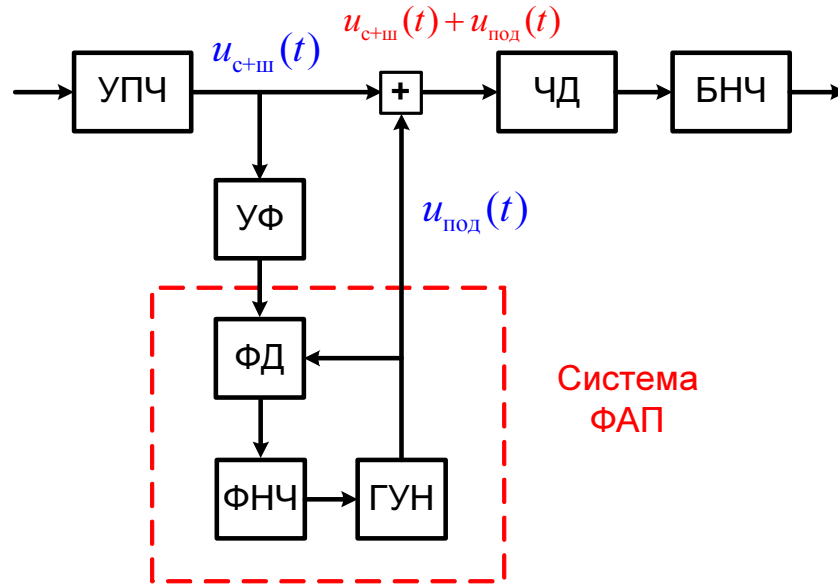


Рис. 2.25. Структурная схема приёмника ЧМ сигнала с регенерацией несущей

Поясним с помощью векторных диаграмм качественную картину процессов, происходящих при таком способе приёма. Сначала рассмотрим случай немодулированного сигнала. На рис. 2.26 показаны векторы комплексной огибающей сигнала $\dot{U}_c(t)$, напряжения подкачки $\dot{U}_{под}(t)$ и шума $\dot{U}_{ш}(t)$, а также годограф комплексной огибающей суммарного колебания.

При $U_{под} + U_c \gg U_{ш}$ вероятность прохождения годографа комплексной огибающей вблизи точки 0 мала, и аномальные выбросы мгновенной частоты отсутствуют. Кроме того, уменьшается интенсивность флуктуаций мгновенной частоты, т.к. отклонение фазы суммарного колебания меньше отклонения фазы смеси сигнала и шума: $\theta'(t) < \theta(t)$.

Теперь рассмотрим случай сигнала с гармонической ЧМ:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_m \cos\Omega_M t.$$

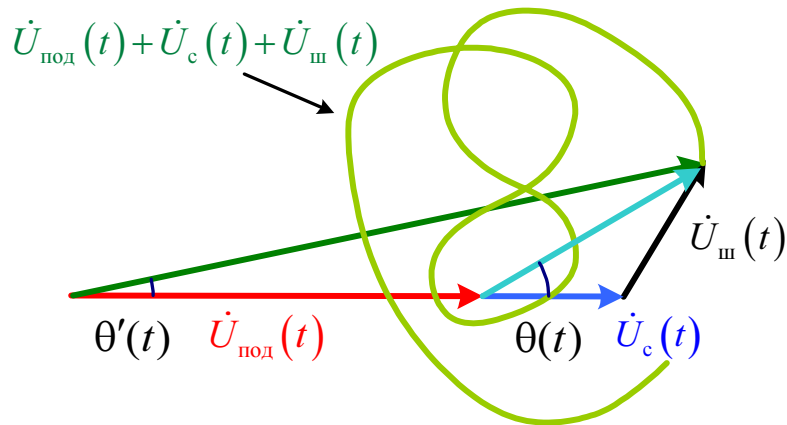


Рис. 2.26. Векторная диаграмма для немодулированного сигнала

Полная фаза такого сигнала равна

$$\varphi_c(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \int \Delta\omega_m \cos \Omega_M t = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega_M} \sin \Omega_M t = \omega_0 t + \beta_{\text{ЧМ}} \sin \Omega_M t.$$

Таким образом, максимальное изменение фазы сигнала за счёт частотной модуляции равно $\Delta\varphi_{\text{с. max}} = \beta_{\text{ЧМ}}$.

Рассмотрим векторную диаграмму комплексной огибающей ЧМ сигнала в отсутствие шума (рис. 2.27,а) и векторную диаграмму комплексной огибающей суммы ЧМ сигнала и напряжения подкачки (рис. 2.27,б). Видно, что при введении напряжения подкачки отклонение фазы суммарного колебания уменьшается: $\Delta\varphi'(t) < \Delta\varphi(t)$. Следовательно, уменьшается индекс ЧМ, а поскольку частота модуляции неизменна, то уменьшается девиация частоты и уменьшается сигнальная составляющая напряжения на выходе ЧД. Поэтому в надпороговой области отношение сигнал-шум на выходе приёмника не изменяется. Кроме того, можно показать, что соотношение между $\Delta\varphi'$ и $\Delta\varphi$ нели-

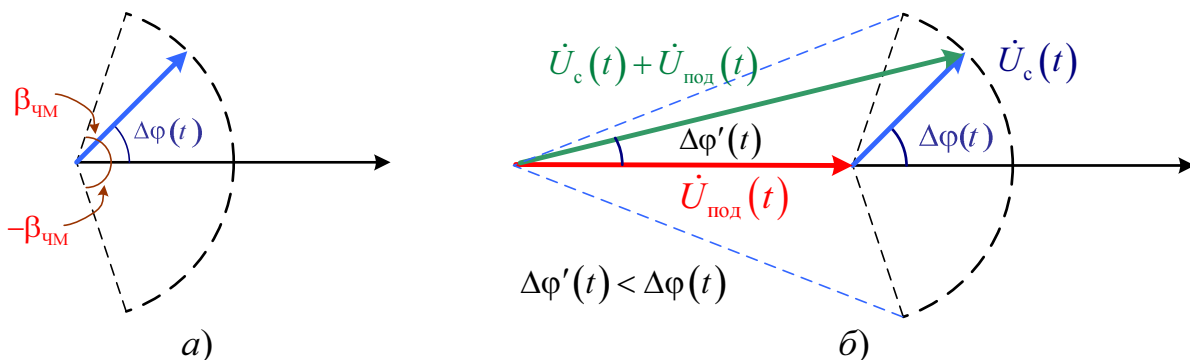


Рис. 2.27. Векторная диаграмма для ЧМ сигнала в отсутствие шума: а) без «подкачки»; б) с «подкачкой»

нейно, поэтому нелинейно и соотношение между мгновенными значениями отклонения частоты $\Delta\omega'$ и $\Delta\omega$. Следовательно, при введении напряжения подкачки возникают нелинейные искажения закона частотной модуляции, особенно большие при $\beta_{\text{ЧМ}} > \frac{\pi}{2}$. Поэтому регенерация несущей применяется только в случае приёма сигналов с малым индексом модуляции.

Теперь рассмотрим методы уменьшения порога, основанные на снижении мощности шума на входе ЧД.

Приём с обратной связью по частоте

Этот метод снижения порогового отношения сигнал-шум был предложен в 1933 г. Он основан на использовании в приёмнике быстродействующей (безынерционной) системы частотной автоподстройки (ЧАП), которая отслеживает изменение мгновенной частоты ЧМ сигнала (рис. 2.28). В приёмнике с обратной связью по частоте при большом коэффициенте автоподстройки $K_{\text{ЧАП}}$ девиация частоты после смесителя становится значительно меньше девиации частоты принимаемого сигнала:

$$\Delta f'_m = \frac{\Delta f_m}{K_{\text{ЧАП}}} \ll \Delta f_m.$$

Следовательно, уменьшается индекс модуляции:

$$\beta'_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta f'_m}{F_m} \ll \beta_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta f_m}{F_m}.$$

При $\beta'_{\text{ЧМ}} < 1$ спектр ЧМ сигнала имеет практически такой же вид, как и спектр АМ сигнала, и его ширина равна $2F_m$. Следовательно, между смесителем и частотным демодулятором можно поставить узкополосный фильтр (УФ), полоса которого равна $2F_m$. В результате мощность шума на входе ЧД уменьшается во столько раз, во сколько полоса пропускания УФ меньше полосы пропускания УПЧ, т.е. в $\beta_{\text{ЧМ}}$ раз:

$$\frac{P_{\text{УПЧ}}}{P_{\text{Ф}}} = \frac{2\Delta f_m}{2F_m} = \beta_{\text{ЧМ}}.$$

Следовательно, при использовании приёма с обратной связью по частоте максимально достижимое увеличение отношения сигнал-шум по мощности на входе ЧД равно $\beta_{\text{ЧМ}}$. Реально полоса фильтра должна

быть больше $2F_M$, т.к. из-за шума в цепи обратной связи нельзя обеспечить точное слежение за частотой сигнала.

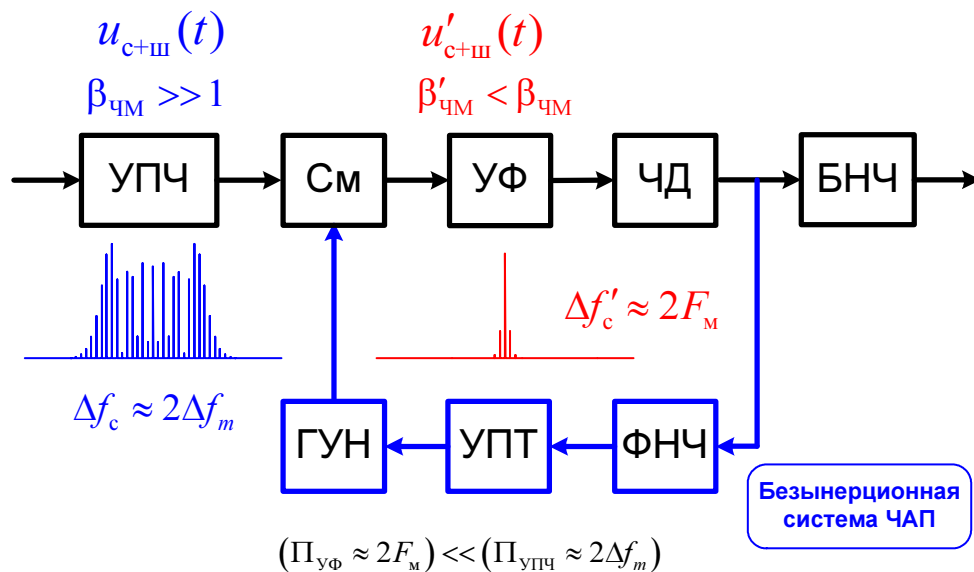


Рис. 2.28. Структурная схема приёмника ЧМ сигнала с обратной связью по частоте

Поскольку из-за уменьшения девиации частоты за счёт обратной связи уменьшается амплитуда сигнала на выходе ЧД, то в надпороговой области отношение сигнал-шум на выходе приёмника с обратной связью по частоте будет таким же, как и на выходе обычного, не следящего, приёмника. Величина снижения порогового отношения сигнал-шум зависит от параметров модуляции сигнала и составляет 7-8 дБ [4].

Литература

1. **Карташёв В.Г.** Основы теории случайных процессов: учебное пособие для вузов / В.Г.Карташёв, Е.В.Шалимова. – М.: Издательство МЭИ, 2005.
2. **Тихонов В.И.** Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп. / В.И.Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982.
3. **Лишак М.Ю.** Исследование прохождения сигнала и квазигармонического шума через частотный детектор. Лабораторная работа № К-2: учебное пособие / М.Ю. Лишак. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010.
4. **Кантор Л.Я.** Методы повышения помехозащищённости приёма ЧМ сигналов. – М.: Связь, 1967.