УДК 621.371

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ НА ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОМЕТРА

В.В. Пустоваров
(представил проф. А.В. Королёв)

Проанализировано прохождение узкополосной помехи через основные функциональные элементы схемы радиометра и на этой основе получены аналитические выражения для определения отношения сигнал/шум в присутствии помехи на выходах отдельных каскадов радиометра.

Постановка проблемы. На входе радиометра действует полезный сигнал с интенсивностью T_C^0, внутренний шум с интенсивностью $T_Ш^0$, в 10…100 раз и более превышающий T_C^0, и узкополосная помеха. Воздействие помехи, в зависимости от ее интенсивности, при прохождении в тракте радиометра, будет по разному сказываться на качестве функционирования приемника в целом. В настоящее время отсутствуют аналитические выражения, позволяющие сделать оценку влияния помехи на функциональные элементы радиометра. Поэтому для оценки степени влияния помехи и определения в дальнейшем возможных способов обеспечения помехоустойчивости радиометра необходимо рассматривать действие указанной помехи в каждом функциональном элементе отдельно.

Анализ литературы. Известно, что воздействующий на вход радиоприемного устройства мощный сигнал может привести к нелинейным искажениям и даже ввести в режим насыщения усилительные каскады.

Известно, что функциональная схема радиометра [1, 2] содержит высокочастотную часть, детектор, низкочастотную часть. Анализ известной литературы, посвященной вопросам помехоустойчивости радиоприемного устройства, а также описанию принципа действия и схемотехнических решений радиометра показывает, что отсутствуют теоретические оценки помехоустойчивости как для радиометра в целом, так и для отдельных каскадов [3, 4].

Цель статьи – проанализировать степень воздействия узкополосной помехи на отдельные каскады радиометра и определить отношения сигнал/шум в присутствии помехи на выходах его каскадов.

Рассмотрим покаскадно воздействие помехи на основные функциональные элементы радиометра.

Пусть на входе усилительного каскада, характеристику которого можно аппроксимировать полиномом ν степени, действуют обобщенный шумовой сигнал, представляющий собой стационарный узкополосный гауссовский процесс с нулевым математическим ожиданием, и мощная гармоническая помеха

$$u(t) = A_{П} \cos(\omega_0 t + \varphi) = A_{П} \cos\Phi, \qquad (1)$$

где $\omega_0 t$ – центральная частота полосы приема радиометра.

Известно [5, 6], что функция корреляции шумового процесса имеет вид $R(t) = R_0(t) \cos\omega_0\tau \cdot \sigma_0^2$, мощность равна дисперсии $\sigma_0^2 = \sigma_{Ш}^2 + \sigma_{C}^2$.

При этом

$$R_0(t) = \sin\frac{\Delta\omega_c \tau}{2} \Big/ \frac{\Delta\omega_c \tau}{2}. \qquad (2)$$

Проведем анализ задачи с помощью метода контурных интегралов. Запишем выражение, полученное для корреляционной функции результирующего сигнала на выходе нелинейного каскада [5]:

$$\begin{aligned} R(\tau) = {} & \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_{п} h_{п0} \cos n\omega_0\tau + \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_{п} R_{п}(\tau) \cos n\omega_0\tau + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{r=1}^{\infty} \varepsilon_{П} R_{2r-1,n}(\tau)\left[\cos(n+2r-1)\omega_0\tau + \cos(n-2r+1)\omega_0\tau\right] + \\ & + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty}\sum_{r=1}^{\infty} \varepsilon_{п} R_{2r,n}(\tau)\left[\cos(n+2r)\omega_0\tau + \cos(n-2r)\omega_0\tau\right]. \end{aligned} \qquad (3)$$

Учитывая, что в результате фильтрации на выходе нелинейного каскада будут только те продукты преобразования, которые располагаются в окрестностях частоты ω_0, опуская комбинационные члены высшего порядка малости, запишем выражение корреляционной функции выходного сигнала, энергетический спектр которого будет только в районе частоты ω_0:

$$\begin{aligned} R_{\omega_0}(\tau) = {} & 2h_{1,0}^2 \cos\omega_0\tau - \frac{\sigma_0^4}{2} h_{1,2}^2 R_0^2(\tau) \cos\omega_0\tau + \sigma_0^2 h_{0,1}^2 R_0(\tau) \cos\omega_0\tau + \\ & + \sigma_0^2 h_{2,1}^2 R_0(\tau) \cos\omega_0\tau + \frac{\sigma_0^4}{4} h_{1,2}^2 R_0^2(\tau) \cos\omega_0\tau. \end{aligned} \qquad (4)$$

Энергетический спектр выходного сигнала на основной частоте может быть получен с помощью преобразования Фурье.

В выражении (4) первое слагаемое дает в отображении спектр помехи на основной частоте, второе, четвертое и пятое слагаемые дают спектр интермодуляции составляющих обобщенного шумового сигнала с помехой и третье слагаемое дает спектр обобщенного шумового сигнала.

Таким образом, для определения отношения обобщенный сигнал / помеха по мощности на выходе каскада необходимо энергетический спектр от третьего слагаемого выражения (4) разделить на суммарный энергетический спектр от остальных четырех слагаемых.

Рассмотрим случай мощной помехи на входе нелинейного звена, когда

$$q_{вх_{Вч}} = \frac{P_{Ш0}}{P_{П}} = \frac{2\sigma_0^2}{A_{П}^2} \ll 1. \tag{5}$$

Положим, что усилительный каскад представляется идеальным ограничителем с избирательной нагрузкой, настроенной на центральную частоту сигнала ω_0. В этом случае характеристика нелинейности каскада аппроксимируется полиномом с $\nu = 0$. Учитывая сказанное и условие (5), а также используя гамма-функции и вырожденные гипергеометрические функции, преобразуем выражение корреляционной функции (4) к виду:

$$\begin{aligned} R_{\omega_0}(\tau) &= 2\frac{\alpha^2}{\pi^2}\cos\,\omega_0\tau + \frac{\alpha^2}{4\pi^2}q_{вх_{Вч}}^2 R_0(\tau)\cos\,\omega_0\tau + \frac{\alpha^2}{2\pi^2}q_{вх_{Вч}} R_0(\tau)\cos\,\omega_0\tau + \\ &+ \frac{\alpha^2}{2\pi^2}q_{вх_{Вч}} R_0(\tau)\cos\,\omega_0\tau + \frac{\alpha^2}{16\pi^2}q_{вх_{Вч}}^2 R_0^2(\tau)\cos\,\omega_0\tau \approx \\ &\approx 2\frac{\alpha^2}{\pi^2}\cos\,\omega_0\tau + \frac{\alpha^2}{2\pi}q_{вхВч} R_0(\tau)\cos\,\omega_0\tau + \frac{\alpha^2}{2\pi^2}q_{вхВч} R_0(\tau)\cos\,\omega_0\tau. \end{aligned} \tag{6}$$

Тогда спектр процесса на выходе каскада в окрестности частоты ω_0 будет иметь вид

$$\begin{aligned} S_{\omega_0}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_{\omega_0}(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{\infty}\frac{2\alpha^2}{\pi^2}\cos\omega_0\tau\cdot e^{-j\omega_0\tau}d\tau + \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty}\frac{\alpha^2}{2\pi^2}q_{вх_{Вч}} R_0(\tau)\cos\omega_0\tau\cdot e^{-j\omega_0\tau}d\tau + \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty}\frac{\alpha^2}{2\pi^2}q_{вх_{Вч}} R_0(\tau)\cos\omega_0\tau\cdot e^{-j\omega_0\tau}d\tau. \end{aligned} \tag{7}$$

В (7) первый интеграл дает дискретный спектр от помехи, второй интеграл – непрерывный энергетический обобщенного шумового сигнала, третий – непрерывный энергетический спектр в результате интермодуляции составляющих обобщенного сигнала со второй гармоникой помехи. Заметим, что второй и третий интегралы одинаковы по величине.

Решим интегралы, входящие в (7).
Дискретный спектр

$$S_Д(\omega)=\frac{2\alpha^2}{\pi^2}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\cos\ \omega_0\tau\cdot e^{-j\omega_0\tau}d\tau=\frac{2\alpha^2}{\pi^2}\left[\delta(\omega+\omega_0)+\delta(\omega-\omega_0)\right]\ . \qquad (8)$$

Непрерывный спектр

$$S_Н(\omega)=S_{инт}(\omega)=\frac{\alpha^2}{2\pi^2}q_{вх_{ВЧ}}\int\limits_{-\infty}^{\infty}R_0(\tau)\cos\omega_0\tau\cdot e^{-j\omega_0\tau}d\tau. \qquad (9)$$

Можно показать, что решение интеграла (9) будет иметь вид [5, 7]:

$$\begin{aligned}S(\omega)&=\frac{\alpha^2}{4\pi^2}q_{вх_{ВЧ}}\int\limits_{-\infty}^{\infty}e^{-\frac{1}{6}\left(\frac{\Delta\omega_c\tau}{2}\right)^2}[\cos(\omega+\omega_0)\tau+\cos(\omega-\omega_0)\tau]d\tau=\\&=\frac{\alpha^2\sqrt{6\pi}q_{вх_{ВЧ}}}{2\pi^2\Delta\omega_c}e^{-\frac{6\omega_0^2}{\Delta\omega_c^2}}\left[e^{-\frac{6(\omega^2+2\omega_0\omega)}{\Delta\omega_c^2}}+e^{-\frac{6(\omega^2-2\omega_0\omega)}{\Delta\omega_c^2}}\right].\end{aligned} \qquad (10)$$

Для определения отношения по мощности обобщенный сигнал/помеха на выходе каскада необходимо произвести следующую операцию:

$$\left(\frac{P_{Ш0}}{P_П}\right)_{вых}=\frac{\int\limits_0^{\infty}S_Н(\omega)d\omega}{\int\limits_0^{\infty}S_Д(\omega)d\omega+\int\limits_0^{\infty}S_{инт}(\omega)d\omega}. \qquad (11)$$

Вычислим интегралы [7], входящие в выражение (11):

$$\int\limits_0^{\infty}S_Д(\omega)d\omega=\frac{2\alpha^2}{\pi}\int\limits_0^{\infty}\left[\delta(\omega+\omega_0)+\delta(\omega-\omega_0)\right]d\omega=\frac{2\alpha^2}{\pi}\ . \qquad (12)$$

$$\begin{aligned}\int\limits_0^{\infty}S_Н(\omega)&=\frac{\alpha^2\sqrt{6\pi}q_{вх_{ВЧ}}}{2\pi^2}e^{-\frac{6\omega_0^2}{\Delta\omega_c^2}}\times\\&\times\int\limits_0^{\infty}\left[e^{-\frac{6(\omega^2+2\omega_0\omega)}{\Delta\omega_c^2}}+e^{-\frac{6(\omega^2-2\omega_0\omega)}{\Delta\omega_c^2}}\right]d\omega=\frac{\alpha^2q_{вх_{ВЧ}}}{2\pi},\end{aligned} \qquad (13)$$

Подставив (12) и (13) в (10), получим

$$\left(\frac{P_{Ш0}}{P_{П}}\right)_{вых} - q_{вх_{Вч}} = \frac{\dfrac{\alpha^2 q_{вх_{Вч}}}{2\pi}}{\dfrac{2\alpha^2}{\pi} + \dfrac{\alpha^2 q_{вх_{Вч}}}{2\pi}} \approx \frac{q_{вх_{Вч}}}{4}\,. \qquad (14)$$

Таким образом, при воздействии мощной сосредоточенной по спектру помехи на усилительный каскад происходит значительное подавление мощности обобщенного сигнала.

Методика оценки прохождения помехи через другие каскады радиометра аналогична рассмотренной выше.

Суммарный сигнал на входе детектора может быть записан выражением

$$u(t) = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] + A_П \cos\omega_0 t = U_1(t)\cos[\omega_0 t + \phi(t)], \qquad (15)$$

где

$$U_1(t) = \sqrt{A_П^2 + U^2(t) = 2U(t)A_П\cos\varphi(t)};$$

$$\varphi(t) = \mathrm{arctg}\,\frac{U(t)\sin\varphi(t)}{A_П + U(t)\cos\varphi(t)}.$$

В случае квадратичного детектирования напряжение на выходе детектора (с учетом отфильтровывания высокочастотных составляющих интегрирующим звеном) можно записать следующим образом [8]:

$$U_2(t) = \beta\frac{U_1^2(t)}{2} = \beta\left[\frac{A_П^2}{2} + \frac{U^2(t)}{2} + A_П U(t)\cos\varphi(t)\right], \qquad (16)$$

где β – коэффициент, учитывающий крутизну вольт-амперной характеристики диода и величину нагрузочного сопротивления.

Определим мощность на выходе детектора. Для этого возведем в квадрат выражение (16):

$$U_2^2 = \beta^2\left[\frac{A_П^2}{2} + \frac{U^2(t)}{2} + A_П U(t)\cos\varphi(t)\right]^2 =$$

$$= \beta^2\left[\frac{A_П^4}{4} + \frac{U^4(t)}{4} + \frac{1}{2}A_П^2 U^2(t) + \frac{1}{2}A_П^2 U^2(t)\cos\varphi(t) + \right. \qquad (17)$$

$$\left. + \frac{1}{2}A_П^2 U^2(t) + A_П^3 U(t)\cos\varphi(t) + A_П U^3(t)\cos\varphi(t)\right].$$

Учитывая, что слагаемые с $\cos\varphi(t)$ и $\cos 2\varphi(t)$ при усреднении обращаются в нуль, а $\langle U^2(t)\rangle = 2\left(\sigma_Ш^2 + \sigma_C^2\right)$, $\langle U^4(t)\rangle = 8\left(\sigma_Ш^2 + \sigma_C^2\right)^2$, запишем среднее значение квадрата выходного напряжения

$$\langle U_2^2(t)\rangle = \beta^2\left[\frac{A_n^4}{4}+\frac{1}{4}\langle U^4(t)\rangle+\langle A_\Pi^2 U^2(t)\rangle\right]=$$
$$=\beta^2\left[\frac{A_\Pi^2}{4}+2\left(\sigma_Ш^4+2\sigma_Ш^2\sigma_C^2+\sigma_C^4\right)+2A_\Pi^2\sigma_Ш^2+2A_\Pi^2\sigma_C^2\right], \tag{18}$$

где $\sigma_Ш^2$ и σ_C^2 – дисперсия внутренних шумов и полезного сигнала.

Определим отношение сигнал/шум на выходе детектора, понимая в данном случае суммарное вредное воздействие внутренних шумов и внешней помехи.

Из выражения (18) можно видеть, что мощность полезного сигнала равна $2\beta^2\sigma_C^2$, остальные слагаемые определяют мощность шумов и помехи.

Тогда можем записать отношение сигнал/шум на выходе детектора

$$\left(\frac{P_C}{P_Ш}\right)_{вых_Д} = q_{вых_Д} = \frac{\sigma_C^4}{\frac{A_\Pi^4}{8}+\sigma_Ш^4+2\sigma_Ш^2\sigma_C^2+A_Ш^2\sigma_C^2+A_\Pi^2\sigma_ш^2}. \tag{19}$$

Или, обозначив $q_Ш=\sigma_C^2/\sigma_Ш^2$, а $q_П=\sigma_C^2/A_П^2$, где $q_Ш$ – отношение мощностей полезного сигнала и внутреннего шума на выходе детектора; $q_П$ – отношение мощностей полезного сигнала и помехи на входе детектора, выражение (19) можем переписать

$$q_{вых_Д} = \frac{q_Ш}{\frac{q_Ш}{2q_П^2}+\frac{1}{q_Ш}+\frac{2q_Ш}{q_П}+\frac{2}{q_П}+\frac{1}{2}}. \tag{20}$$

При отсутствии помехи выражение (20) преобразуется к известному виду

$$q_{ПвыхД} \approx q_Ш^2. \tag{21}$$

Таким образом, при квадратичном детектировании имеет место ухудшение отношения сигнал/шум как за счет внутреннего шума, так и за счет влияния внешней помехи.

Аналогично проведенным рассуждениям можно показать, что отношение на выходе усилителя звуковой частоты (УЗЧ) будет иметь вид:

$$q_{вых_{зч}} = q_{вх_{зч}}\frac{1}{12P_П\left(q_{вх_{зч}}+1\right)^2\frac{a_3}{a_1}+1}, \tag{22}$$

где a_1, a_3 – коэффициенты, характеризующие линейные и нелинейные свойства каскада.

Таким образом, из проведенного анализа видно, что увеличение уровня сигнала, а также присутствие помехи на входе усилителя звуковой частоты (УЗЧ), увеличивают искажение полезного сигнала на выходе каскада.

Выводы. 1. При воздействии мощной сосредоточенной по спектру помехи на усилительный каскад, происходит значительное подавление мощности обобщенного сигнала. Отношение обобщенный сигнал/помеха на выходе ухудшается в четыре раза по сравнению с входным при неизменном отношении полезного сигнала и внутреннего шума.

2. Не имеет смысла добиваться расширения динамического диапазона каскада, а, наоборот, для предупреждения прохождения мощной помехи на последующие каскады тракта приемника целесообразно искусственно ограничивать уровень мощной помехи для облегчения возможности ее последующей компенсации, например, после усилителя промежуточной частоты.

3. При квадратичном детектировании имеет место ухудшение отношения сигнал/шум, как за счет внутреннего шума, так и за счет влияния внешней помехи.

4. Увеличение уровня сигнала, а также присутствие помехи на входе УЗЧ, увеличивают искажение полезного сигнала на выходе каскада.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Автономные и комбинированные системы наведения самолетов и ракет. Учебное пособие / В.И. Меркулов, В.В. Дрогалин, А.И. Перов, А.А. Абдулов / Под ред. В.И. Меркулова. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1996. – 88 с.*
2. *Краус Дж. Д. Радиоастрономия. Пер. с англ. / Под ред. В.В. Железнякова. – М.: Сов. радио, 1973. – 456 с.*
3. *Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. Учебник для электротехнических институтов связи. – М.: Связь, 1974. – 384 с.*
4. *Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В.Б. Пестрякова. – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.*
5. *Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. первая. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1974. – 552 с.*
6. *Левин Б.Р., Шварц В. Вероятностные модели и методы в системах связи и управления. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.*
7. *Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. 5-е изд., перераб. – М.: Наука, 1971. – 1108 с.*
8. *Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.*

Поступила 11.04.2003

ПУСТОВАРОВ Владимир Владимирович, *инженер, соискатель Харьковского военного университета. Область научных интересов – информационные системы.*