

## УЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ СИГНАЛА И ПОМЕХИ В ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

*Abstract.* One significant factor reducing the quality of the functioning of radio receivers are non-linear interaction of the signal and noise in the receiver front end. In this regard, the article examines these phenomena and proposes an approach to accounting for non-linear interactions of the signal and noise in radio.

*Keywords:* radio receivers, radio signal, interference, non-linear interaction.

**Введение.** Существенное влияние на информационные характеристики радиосистем оказывают флуктуации принимаемых сигналов, обусловленные распространением радиоволн в атмосфере Земли [1, 2]. Одним из факторов оказывающих существенное влияние при распространении радиоволн в атмосфере является частотно-селективные замирания сигнала (как при естественных так и при искусственных возмущениях ионосферы случайные функции электронной концентрации вызывают рассеивания радиоволн, что приводит к случайным изменениям амплитуды и фазы принимаемых радиосигналов) [1, 2]. Это оказывает весьма существенное влияние на прием сигналов в радиосистемах. Кроме этого на качество функционирования радиотехнических систем влияют внутренние (тепловые) шумы [3] вызванные как физическими неопределенностями (влияние атмосферы, источники радиоизлучения, магнитосфера Земли и др.), так и физическими процессами протекающими в самой системе [3, 4], в результате которых возникают нелинейные инерционные процессы в радиоприемных устройствах (РПУ), что негативно сказывается на качестве приема радиосигнала. Нелинейные явления эквивалентны расширению полосы пропускания основного канала приема, т.к. позволяют помехам, не попадающим в эту полосу, создавать комбинационные помехи с частотами близкими частоте настройки РПУ [4].

Нелинейные явления особенно вредны в первых каскадах приемника, где селекция помех еще не достаточна, улучшение чувствительности требует значительных коэффициентов усиления, а схема АРУ отсутствует. Влияние нелинейностей может сказываться и в последующих каскадах приемника (ПЧ, УВЧ и т.д.). Однако это влияние будет значительно слабее, т.к. в этих каскадах уже осуществляется значительная селекция помех, применение схем АРУ обеспечивает работу каскадов на линейных участках усилительных элементов. Поэтому основным устройством, нелинейность которого может существенно повлиять на помехоустойчивость РПУ является усилитель высокой частоты (УВЧ). В связи с этим в статье рассматривается один из подходов учета нелинейных взаимодействий сигнала и помехи в УВЧ.

**Изложение основного материала.** Резонансный усилитель, включающий в себя нелинейный элемент, можно представить в виде схемы представленной на рис.1, где  $H(w)$  – избирательная цепь стоящая перед активным элементом, ее частотную характеристику в комплексной плоскости можно описать выражением [4]

$$H(jw) = \frac{H_0}{1 + j\alpha(w - w_0)}, \quad (1)$$

где  $H_0$  – коэффициент передачи на частоте настройки;

$$\alpha = \frac{1}{P_H}, \quad P_H - \text{полоса пропускания избирательной цепи.}$$

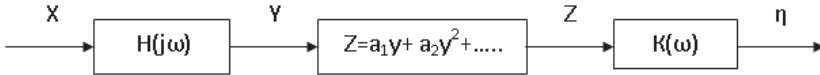


Рис. 1. Представление усилителя высокой частоты в виде последовательного соединения линейных и нелинейных элементов

Вследствие того, что проходные характеристики активных элементов являются гладкими функциями, их можно представить рядом Тейлора [4]

$$I = \phi(E + U) = \phi(E) + \phi'(E)U + \frac{1}{2!}\phi''(E)U^2 + \frac{1}{3!}\phi'''(E)U^3 + \dots \quad (2)$$

где  $I$  – выходной ток;

$I_0 = \phi(E)$  – ток в рабочей точке;

$\phi'(E) = S$  – крутизна характеристики в рабочей точке;

$\phi''(E), \phi'''(E) = S'_{1q}, S''$  первая, вторая и т.д. производные крутизны.

Выражение (2) можно переписать учитывая особенности [4]

$$I = I_0 + SU + \frac{1}{2}S'U^2 + \frac{1}{6}S''U^3 + \frac{1}{24}S'''U^4 + \frac{1}{120}S^{IV}U^5 + \dots \quad (3)$$

Отбросив постоянную составляющую, т.к. при анализе прохождения высокочастотных составляющих она не нужна и вводя обозначения

$$S = a_{1q}, \frac{1}{2}S' = a_2, \frac{1}{6}S'' = a_3, I = Z, U = y \text{ и т.д.}$$

Тогда переходную характеристику каждого его активного элемента можно представить в виде полинома  $n$ -ой степени

$$Z = a_1y + a_2y^2 + a_3y^3 + \dots + a_ny^n.$$

Можно показать, что аналогично может быть записана проходная характеристика по мощности  $P_{\text{вых}} = \phi(P_{\text{вх}})$  для приборов СВЧ [4]. Как показывают исследования, проведенные в работе [5, 6], достаточное количество членов ряда (3) для качественного совпадения его с оригиналом функции  $Z = y(\varphi)$  определяется условием

$$n \leq M + 2 \quad n \geq M_1 + M_2, \quad (4)$$

где  $n$  - высшая степень ряда;  $M$  - число действительных корней уравнения число прогибов функции в интервале возможных значений аргумента;  $M_1$  - целые положительные числа, характеризующие порядок комбинационных частот при анализе нелинейного взаимодействия гармонических составляющих.

Анализ проходных характеристик применяемых в УВЧ приборов показывает, что их можно аппроксимировать полиномом не ниже третьей степени без учета захода в область насыщения и со степенью не ниже первой при учете области насыщения.

При исследовании нелинейных эффектов в ВЧ каскадных РПУ в большинстве работ [4-7] применяются методы гармонического анализа, при этом исследуется взаимодействие элементарных сигналов: чисто гармонических или с модуляцией  $W$  синуса низкой частоты. Такой подход позволяет качественно оценить нелинейные значения, но не даст возможности компенсировать уровень помех на выходе РПУ за счет нелинейных явлений при существовании на его входе реальных сигналов и помех.

Одним из рациональных подходов является изучение нелинейных явлений с использованием функционального анализа, основанный на применении рядов Вольтерра [6, 7]. Привлекательность использования этого аппарата заключается в возможности определения продуктов нелинейных взаимодействий сигналов и помех, близких к реальным.

В связи с тем, что РПУ представляет собой частотный селектор и наиболее интересно определить реальный спектр электрических колебаний на выходе исследуемого каскада, а также в связи с упрощением математического аппарата целесообразно задачу прохождения помех и сигнала через УВЧ решать в частотной области.

Рассмотрим сначала простой случай воздействия на нелинейность третьего порядка сигнала и помехи, т.е. амплитудный спектр входного воздействия можно записать

$$S_X(j\omega) = S_{EX}(j\omega) + S_{ПХ}(j\omega), \quad (5)$$

$$\text{где } S_{EX}(j\omega) = \frac{E_c(t)}{1 + jB(\omega - \omega_0)}. \quad (6)$$

Амплитудный спектр принимаемого сигнала

$$B = \frac{1}{\Delta\omega_c}, \quad \Delta\omega_c \text{ - ширина полосы полезного сигнала.}$$

$$S_{ПХ}(j\omega) = \frac{E_{П}(t)}{1 + j\gamma(\omega - \omega_{П})} \text{ - амплитудный спектр помехи}$$

$$\gamma = \frac{1}{\Delta\omega_{П}}, \quad \Delta\omega_{П} \text{ - ширина полосы помехи.}$$

В общем виде, реакция нелинейной схемы можно определить следующим функциональным рядом [7]

$$S_Z(j\omega) = \sum_{i=1}^n \left\{ H_i(\omega_1, \dots, \omega_i) \prod_{j=1}^i S_X(j\omega_j) \right\}^* \quad (7)$$

где  $H_i(\omega_1, \dots, \omega_i)$  - изображение ядер Вольтерра или многомерные передаточные функции  $n$ -го порядка нелинейности.

Поскольку каскад УВЧ представляет собой последовательное соединение стационарных линейных инерционных и безинерционных нелинейных элементов, изображение ядер Вольтерра можно определить [5, 7]

$$H_i(\omega_1, \dots, \omega_i) = a_i \prod_{j=1}^i H(j\omega_j). \quad (8)$$

Тогда формулу (7) для случая  $n = 3$  можно распisać в следующем виде

$$\begin{aligned} S(j\omega) = & a_1 H(j\omega) [S_{CX}(j\omega) + S_{ПХ}(j\omega)] + \\ & + a_2 \left\{ H(j\omega_1) H(j\omega_2) [S_{CX}(j\omega_1) + S_{ПХ}(j\omega_1)] \times [S_{CX}(j\omega_2) + S_{ПХ}(j\omega_2)] \right\}^* + \\ & + a_3 \left\{ H(j\omega_1) H(j\omega_2) H(j\omega_3) [S_{CX}(j\omega_1) + S_{ПХ}(j\omega_1)] \times [S_{CX}(j\omega_2) + S_{ПХ}(j\omega_2)] \times [S_{CX}(j\omega_3) + S_{ПХ}(j\omega_3)] \right\}^*. \quad (9) \end{aligned}$$

Операция  $\{ \}^*$  обозначает приведение многомерного изображения к одной переменной.

В дальнейшем мы считали, что  $\alpha \ll \beta\gamma$ , то есть УВЧ достаточно широкополосный, чтоб не исказить форму спектра сигнала и помехи, и  $\omega_0 \approx \omega_c$ ,  $g_1(j\omega)$  и  $g_2(j\omega)$  определяют спектры сигнала и помехи на выходе УВЧ за счет линейного прохождения

$$g_{31}(j\omega) = \frac{3a_3 H_0^2 E_c^2}{\left[ 1 + j^{1/3} B(\omega \pm 3\omega_c) \right]} \quad (10)$$

$$g_{32}(j\omega) = \frac{3a_3 H_0^2 E_c^2 / [1 + j\alpha(\omega_{П} - \omega_0)]^3}{\left[ 1 + j^{1/2} \gamma(\omega \pm 3\omega_{П}) \right]} \quad (11)$$

$$g_{33}(j\omega) = g_{34}(j\omega) = g_{35}(j\omega) = \frac{3a_3 H_0^3 E_c^2 E_{П} / [1 + j\alpha(\omega_{П} - \omega_0)]}{\left[ 1 + j \frac{\beta\gamma}{2\gamma + \beta} (\omega \pm 2\omega_c \pm \omega_{П}) \right]} \quad (12)$$

$$g_{37}(j\omega) = g_{38}(j\omega) = g_{39}(j\omega) = \frac{3a_3 H_0^3 E_c E_{П}^2 / [1 + j\alpha(\omega_{П} - \omega_0)]^2}{\left[ 1 + j \frac{\beta\gamma}{2\gamma + \beta} (\omega \pm \omega_c \pm 2\omega_{П}) \right]} \quad (13)$$

Рассмотрим возможность комбинации частот в выражениях (10)÷ (13) с точки зрения возможности прохождения нелинейных помех на выход приемника

$$g_{31} = \frac{3}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c^3}{1 + j \frac{1}{3} \beta (\omega - \omega_c)} + \frac{1}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c^3}{1 + j \frac{1}{3} \beta (\omega - 3\omega_c)}, \quad (14)$$

$$g_{32} = \frac{3}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_n^3 / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]^3}{1 + j \frac{1}{3} \gamma (\omega - \omega_n)} + \frac{1}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_n^3 / [1 + j\alpha(\omega - \omega_0)]^3}{1 + j \frac{1}{3} \gamma (\omega - 3\omega_n)}, \quad (15)$$

$$g_{33} = \frac{1}{2} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c^3 E_n / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]}{1 + j \frac{\gamma\beta}{2\gamma + \beta} (\omega - \omega_n)} + \frac{1}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c^2 E_n / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]}{1 + j \frac{\gamma\beta}{2\gamma + \beta} (\omega + 2\omega_c - \omega_n)} + \frac{1}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c^2 E_n / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]}{1 + j \frac{\gamma\beta}{2\gamma + \beta} (\omega + 2\omega_c - \omega_n)}. \quad (16)$$

$$g_{36} = \frac{1}{2} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c E_n^2 / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]^2}{1 + j \frac{\gamma\beta}{2\beta + \gamma} (\omega - \omega_c)} + \frac{1}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c E_n^2 / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]^2}{1 + j \frac{\gamma\beta}{2\beta + \gamma} (\omega - \omega_c - 2\omega_n)} + \frac{1}{4} \frac{3_{a3} H_0^3 E_c E_n^2 / [1 + j\alpha(\omega_n - \omega_0)]}{1 + j \frac{\gamma\beta}{2\beta + \gamma} (\omega + \omega_c - 2\omega_n)}. \quad (17)$$

Анализируя выражения (14)÷(17) можно отметить, что членом (11) в суммарном спектре на выходе УВЧ можно пренебречь, т.к. в правильно сконструированном приемнике нелинейные искажения полезного сигнала минимальны. Первый член суммы (15) имеет смысл если  $\omega_n \approx \omega_c$ , т.е. помеха отстроена от сигнала не больше чем на половину полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ), второй член может попасть в полосу УПЧ если  $\omega_n = \frac{1}{3} \omega_0 \pm \frac{\Delta\omega}{2}$ , но тогда подавление помехи преселектором велико и его можно учитывать. В выражении (16) и (17) учету подлежат только первые и третьи слагаемые, т.к. второе слагаемое дает помеху по частоте  $\omega_0$  при  $\omega_n = \omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}$ .

Учитывая вышеизложенное, энергетический спектр выходной реакции суммы сигнала и помехи можно записать

$$\Phi_2(\omega) = \frac{a_1^2 H_0^2 E_c^2}{1 + \beta^2 (\omega - \omega_c)^2} + \frac{a_1^2 H_0^2 E_n^2 / [1 + \alpha^2 (\omega_n - \omega_0)^2]}{1 + \gamma^2 (\omega - \omega_n)^2} +$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\frac{3}{4} 9a^2_3 H^6_0 E^6_n / [1 + \alpha^2(\omega_n - \omega_0)^2]^3}{1 + \frac{1}{9} \gamma^2(\omega - \omega_n)^2} + \frac{\frac{1}{4} * 3 * 9a^2_3 H^6_0 E^4_c E^2_n / [1 + \alpha^2(\omega_n - \omega_0)^3]}{1 + (\frac{\gamma\beta}{2\gamma + \beta})^2(\omega - \omega_c)^2} + \\
& \frac{\frac{1}{2} * 3 * 9a^2_3 H^6_0 E^4_c E^2_n / [1 + \alpha^2(\omega_n + \omega_0)^2]}{1 + (\frac{\gamma\beta}{2\gamma + \beta})^2(\omega - \omega_n)^2} + \frac{\frac{1}{2} * 3 * 9a^2_3 H^6_0 E^2_c E^4_n / [1 + \alpha^2(\omega_n - \omega_0)^2]^2}{1 + (\frac{\gamma\beta}{\gamma + 2\beta})^2(\omega - \omega_c)^2} + \\
& \frac{\frac{1}{4} * 3 * 9a^2_3 H^6_0 E^2_c E^4_n / [1 + \alpha^2(\omega_n - \omega_0)^2]^2}{1 + (\frac{\gamma\beta}{2\gamma + \beta})^2(\omega + 2\omega_n - \omega_c)^2} . \tag{18}
\end{aligned}$$

Первое и второе слагаемые выражения (18) определяют прямое прохождение сигнала и помехи в тракт радиоприемного устройства, третье – помеху после нелинейного ее преобразования, пятое слагаемое определяет мультипликативные спектры сигнала и помехи на частоте помехи, шестое слагаемое характеризует мультипликативные помехи на частоте сигнала и характеризует перекрестную модуляцию и явление забития. Остальные слагаемые создают мультипликативные помехи, которые при условии, если  $\omega_n = \omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}$  попадают в тракт УПЧ. Если учесть, что попадание помехи в полосу частот  $\omega_n = \omega_0 \pm \frac{\Delta\omega}{2}$  явление очень редкое и практически при таком случае учет нелинейных явлений дает весьма малый выход по сравнению с прямым прохождением помехи в УПЧ, впредь будем считать, что помеха лежит вне этой полосы. Тогда энергетический спектр помехи на выходе УВЧ примет вид

$$\begin{aligned}
\Phi_2^{(3)}(\omega) &= \frac{a_1 H^2_0 E^2_n / [1 + \alpha^2(\omega_n - \omega_0)^2]}{1 + \gamma^2(\omega - \omega_n)^2} + \\
& \frac{\frac{27}{2} a^2_3 H^6_0 E^2_c E^4_n / [1 + \alpha^2(\omega_n - \omega_0)^2]^2}{1 + (\frac{\gamma\beta}{\gamma + 2\beta})^2(\omega - \omega_c)^2} . \tag{19}
\end{aligned}$$

Выражение (19) определяет основную часть мощности помех на выходе преселектора, которая может попасть в тракт УПЧ и совместно с полезным сигналом попасть в систему обработки.

Проведя аналогичные рассуждения и выводы для 5-го члена полинома пятой степени (четвертый член достаточно мал, чтобы его не учитывать) можно записать

$$\Phi_z^{(5)}(\omega) = \frac{\frac{25}{4} a_5^2 H_{0}^{10} E_n^8 E_c^2 / [1 + \alpha^2 (\omega_n - \omega_0)^2]^4}{1 + \left(\frac{\gamma\beta}{\gamma + 4\beta}\right)^2 (\omega - \omega_c)^2} + \frac{\frac{3}{8} 100 a_5^2 H_{0}^{10} E_n^4 E_c^6 / [1 + \alpha^2 (\omega_n - \omega_0)^2]^2}{1 + \left(\frac{\gamma\beta}{3\gamma + 2\beta}\right)^2 (\omega - \omega_c)^2} \quad (20)$$

**Выводы.** Таким образом, в ходе проведенных исследований получено, что

при воздействии на вход приемника значительной по уровню помехи, не попадающей в полосу пропускания тракта УПЧ, на его выходе, на частоте сигнала будет наблюдаться мультипликативный спектр помехи и сигнала, который является шумом и мешает нормальному радиоприему. Следовательно, нелинейные преобразования во входных цепях РПУ эквивалентны некоторому расширению полосы пропускания тракта УПЧ;

спектр помехи, образованный нелинейным воздействием сигнала и помехи во входных цепях приемника, можно описывать кривой, какой описаны исходные спектры. При этом амплитуда спектра определяется числителем выражений (19) и (20), а ширина полосы спектра на уровне 0,5 выражением

$$P_{\text{пом.нел.т} \times \text{н}} = mP_c + nP_{\text{пом}},$$

где  $m$  и  $n$  – соответственно гармоники сигнала и помехи, на которых образована нелинейная помеха.

1. Гудмен Дж.М., Ааронс Ж. Влияние ионосферных эффектов на современные электронные системы // ТИИЭР. – 1990. – Т.78, № 3, – С. 59-75.
2. Долуханов М.П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн. – М.: Связь, 1971. – 183 с.
3. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 399 с.
4. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980. – 280 с.
5. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
7. Прикладные математические методы анализа в радиотехнике / Ю.А. Ев-сиков, Г.В. Обрезков, В.Д. Разевиг, В.В. Чапурский, В.М. Чиликин / Под ред. Г.В. Обрезкова.– М.: Высшая школа, 1985. – 343 с.

Поступила 16.9.2013р.