

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук, К. А. СЕЛИВАНОВ, Л. Н. ХОЛОД

АНАЛИЗ ПРОДУКТОВ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ РАДИОТРАКТОВ

Современные радиоприемные устройства сотовых систем связи, в том числе и цифровые, содержат значительную часть аналогового тракта [1 – 4]. Так, антенна, малошумящий усилитель (МШУ), смеситель, а в некоторых случаях и весь радиотракт, включая тракт промежуточных частот, остается аналоговым. В приемном тракте все указанные элементы в той или иной мере проявляют нелинейные свойства [2]. Так МШУ и другие активные блоки имеют ограниченный динамический диапазон, смеситель – суть нелинейный элемент. Кроме того, сами амплитудно-фазовые характеристики усилительных элементов не являются идеально линейными. В адаптивных алгоритмах обработки сигналов, которые используются в интеллектуальных антеннах, при управлении амплитудно-фазовым распределением проявляются характерные для систем типа Уайта гистерезисные явления. Люфт в такой системе управления образуется в результате наличия остаточной расстройки, удерживающей управляющий параметр в положении, соответствующем сложившейся на данный момент сигнально-помеховой обстановке, пропорциональной коэффициенту усиления в цепи управления. Указанные расстройки характерны также для систем ФАП и АПЧ [5].

Кроме того, необходимо отметить, что рассматриваемые системы являются стохастическими динамическими системами.

Математические модели нелинейных элементов

Исследование нелинейной динамической системы в общем случае – задача весьма сложная, в том смысле, что при математическом описании ее функционирования сталкиваются с проблемой решения нелинейных дифференциальных уравнений. На практике нелинейную динамическую систему принято рассматривать [6] в виде соединения двух частей: линейной инерционной части, описываемой линейными дифференциальными уравнениями, и нелинейного элемента (НЭ). НЭ является безынерционным, и его входная x и выходная y величины связаны между собой нелинейными алгебраическими уравнениями:

$$y = f(x). \quad (1)$$

Для анализа продуктов нелинейности радиотракт можно ограничиться описанием системы только при помощи характеристики НЭ. Такая идеализация достаточно точна, если характерное время изменения входного сигнала значительно превышает время установления процесса внутри самого НЭ. Таким образом, нелинейность рассматриваемых систем обусловлена нелинейностью статической характеристики одного из ее элементов. Если система содержит несколько НЭ, то ее в некоторых случаях можно свести к рассматриваемому классу, заменив нелинейные элементы одним [2,6] с результирующей статической характеристикой. Например, при параллельном, последовательном или встречно-параллельном соединении нелинейных элементов такое сведение выполнимо.

Как правило, характеристики НЭ получают экспериментально, гораздо реже удается найти их из теоретического анализа.

Рассмотрим некоторые виды нелинейностей, типичные для радиоприемных трактов.

Для анализа систем ФАП, АПЧ, адаптивных антенных решеток или других адаптивных систем управления часто бывает необходимо иметь математические модели НЭ с характеристикой гистерезиса. Характеристику такого НЭ запишем в виде системы уравнений [7]:

$$y = \begin{cases} kx - kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dy}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } 0 \leq y \leq k(C_2 - C_1); \\ kx + kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dy}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } -k(C_2 - C_1) \leq y \leq 0; \\ \operatorname{const} & \begin{cases} \text{при } |y - kx + kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } 0 \leq y \leq k(C_2 - C_1); \\ \text{либо } |y - kx - kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } k(C_2 - C_1) \leq y \leq 0; \end{cases} \\ k(C_2 - C_1)\operatorname{sign}(y) & \text{при } |x| \geq C_2 + \varepsilon; \\ 0 & \text{при } |x| \leq C_1 - \varepsilon, \text{ если } C_1 > \varepsilon, \end{cases} \quad (2)$$

Уравнения (2) описывают нелинейную характеристику, представляющую сочетание типовых нелинейностей – зона нечувствительности, насыщение (ограничение), гистерезисная петля люфта (рис. 1).

Изменяя коэффициенты k , C_1 , C_2 , ε , можно получить различные виды нелинейности. Если один или два коэффициента C_1 , C_2 , ε обращаются в нуль, получаются более простые математические модели. В частности, при $\varepsilon = 0$ получаем ограничитель с зоной нечувствительности. При $C_2^{-1} = 0$ уравнения (2) описывают нелинейность вида гистерезис с зоной нечувствительности. При $C_1 = 0$ уравнения (2) будут описывать характеристику ограничителя с петлей гистерезиса. Если в уравнениях одновременно $C_2^{-1} = 0$ и $\varepsilon = 0$, то получим уравнения, описывающие характеристику с зоной нечувствительности. Если $\varepsilon = 0$ и $C_1 = 0$, то уравнения (2) будут описывать характеристику ограничителя. Наконец, если $C_1 = 0$ и $C_2^{-1} = 0$, то уравнения (2) описывают нелинейность типа люфта.

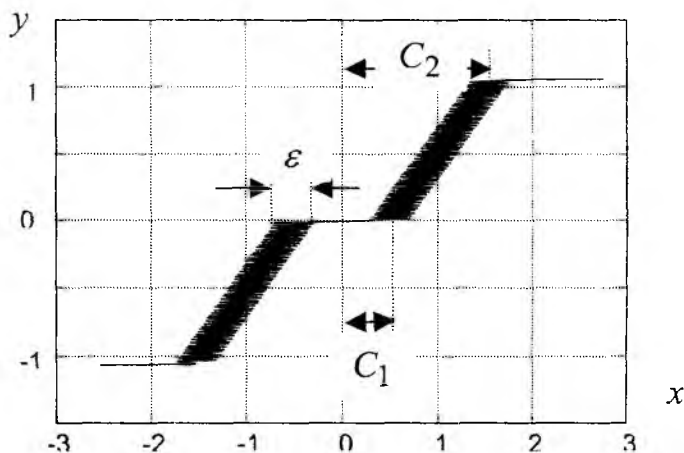


Рис. 1

Кроме модели НЭ (2), имеющую характеристику ограничителя, можно так же использовать модель, предложенную в [2]. В ряде работ в качестве универсальной нелинейной модели используются функции, так называемые усилители Нуссбаума [8]. Функция $f(x)$ из этого класса должна быть интегрируемой и обладать такими свойствами [8]:

$$\sup_{x>0} \left(\frac{1}{x} \int_0^x xf(x)dx \right) = +\infty, \quad \inf_{x>0} \left(\frac{1}{x} \int_0^x xf(x)dx \right) = -\infty.$$

Примеры усилителей Нуссбаума: $x^2 \cos(x^2)$, $x^2 \cos(x)$, $\operatorname{sign}(\cos(x))$, $\operatorname{erf}(x)$ и др.

В радиоприемных трактах усилительные элементы имеют характеристику сглаженного ограничителя, соответствующую модели Нуссбаума и описываемую функцией [2]

$$y(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{x/l\sigma} e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (3)$$

где x – входной сигнал с дисперсией σ^2 ; l – параметр указывающий на особенности нелинейностей функции, определяет угол наклона кривой α :

$$l = 1/k = 1/\operatorname{tg} \alpha, \quad (4)$$

где k – коэффициент усиления элемента.

При $l \rightarrow 0$ функция (3) переходит в выражение для идеального симметричного ограничителя.

На рис. 2 показано семейство характеристик симметричного ограничителя при $l = 0,5 \dots 5$. Изменяя параметр l , можно регулировать как коэффициент усиления, так и величину динамического диапазона радиоприемного тракта.

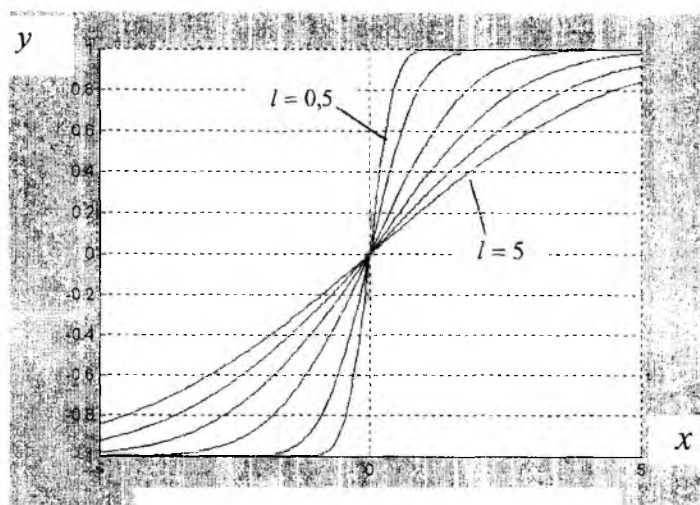


Рис. 2

Анализ продуктов нелинейных искажений

Обогащение спектра входного сигнала в НЭ является чрезвычайно важным явлением. С одной стороны на нем основана работа целого ряда радиотехнических устройств, с другой, из-за нелинейности характеристик возникают некоторые нежелательные эффекты, которые необходимо оценивать и учитывать.

С помощью имитационного моделирования получены оценки нелинейных искажений сигналов при прохождении их через нелинейные элементы, математические модели которых представлены зависимостями (2) и (3). Оценка нелинейных искажений производилась с помощью коэффициента высших гармоник и коэффициента субгармоник k_2 [9]. Коэффициент высших гармоник показывает отношение (в процентах) действующих значений высших гармоник, появившихся в выходном токе, к действующему значению тока основной гармоники. А коэффициент субгармоник показывает отношение действующих значений субгармоник, появившихся в выходном токе, к действующему значению тока основной гармоники. В общем виде можно записать:

$$k_2 = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100. \quad (5)$$

Анализ проводился при воздействии на НЭ одного гармонического колебания.

Для модели (2) получена зависимость коэффициента субгармоник от величины зоны люфта. График данной зависимости представлен на рис. 3. Из данного графика видно, что при значениях зоны люфта от 0.001 до 0.2 нелинейные искажения составляют не более 5 %. При этом систему можно считать квазилинейной. При значениях зоны люфта от 0.2 до 0.5 нелинейные искажения составляют от 5 до 10 %. При значениях зоны люфта больше 0.5 наблюдаются большие нелинейные искажения. Коэффициент высших гармоник несколько больше и составляет больше 5 % во всем исследуемом диапазоне. Из данного графика видно, что при значениях зоны люфта от 0.001 до 0.2 нелинейные искажения составляют не более 10 %, что во многих случаях допустимо и систему можно считать квазилинейной.

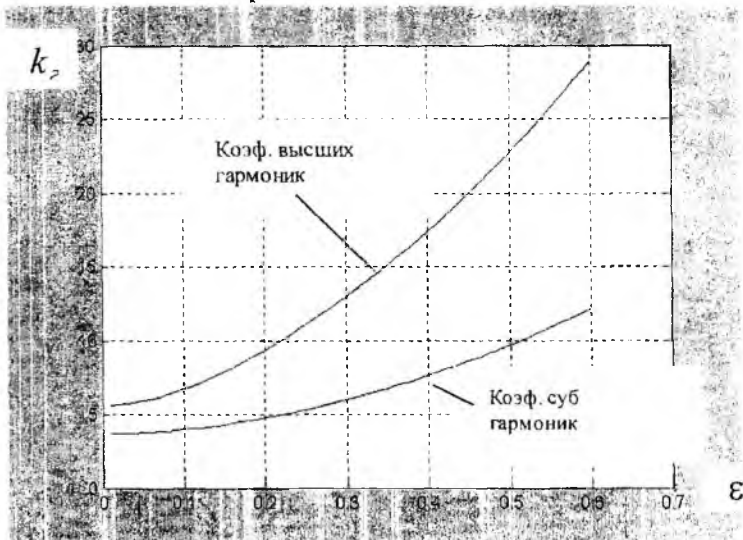


Рис. 3

Для модели (3) получены зависимости коэффициентов гармоник от параметра l . С увеличением l уменьшается коэффициент усиления, характеристика усиления становится более полой. Графики данных зависимостей представлены на рис. 4. В данном случае наблюдается обратное явление: при увеличении параметра l коэффициенты гармоник уменьшаются. Так, при значениях l от 0.01 до 1.5 наблюдаются большие нелинейные искажения, коэффициент высших гармоник составляет более 10 %. При значениях l от 1.5 до 3 нелинейные искажения составляют от 5 до 10 %. При значениях l больше 3 нелинейные искажения составляют около 5 %, и систему можно считать линейной. Коэффициентом субгармоник практически можно пренебречь уже при $l \geq 1$. Из данного графика видно, что субгармоники появляются при $l \ll 1$.

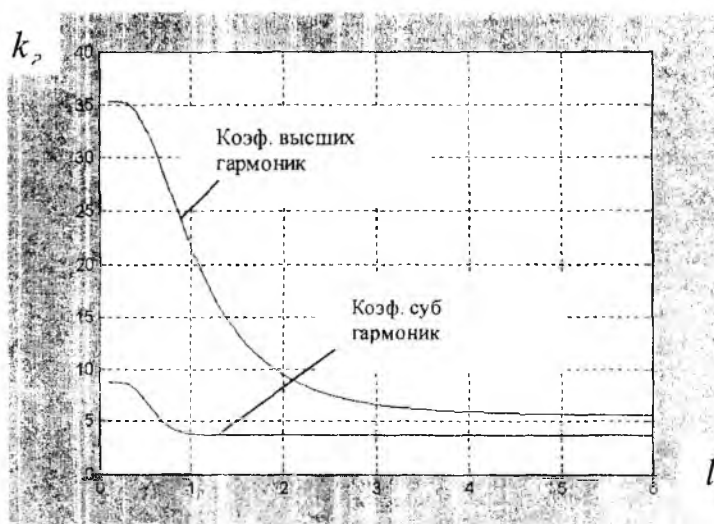


Рис. 4

Необходимо отметить, что указанное деление на квазилинейный случай, случай небольших нелинейных искажений и случай больших нелинейных искажений совпадает с делениями, рассмотренными в [10, 11].

Проведен машинный эксперимент, и для модели (2) получена зависимость коэффициентов высших гармоник и субгармоник от величины зоны люфта при воздействии на НЭ 10 гармонических колебаний, равномерно распределенных по всей полосе частот системы. Графики данных зависимостей представлены на рис. 5. Как видим при воздействии на НЭ

нескольких гармонических колебаний коэффициенты гармоник возрастают. И даже при незначительной зоне люфта в пределах $\varepsilon > 0,2$ заметны большие нелинейные искажения.

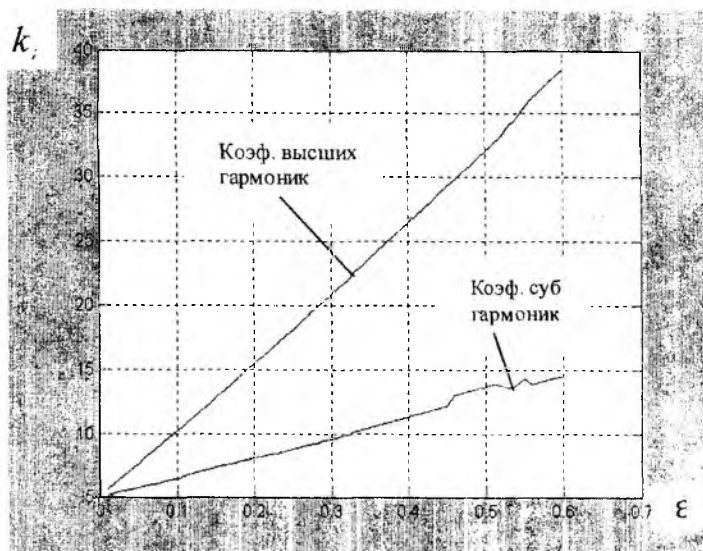


Рис. 5

При тех же исходных данных для модели (3) получены зависимости коэффициентов гармоник от параметра l . Графики данных зависимостей представлены на рис. 6. В данном случае также наблюдается увеличение коэффициентов гармоник. И при значительном параметре l не удастся достичь квазилинейного случая.

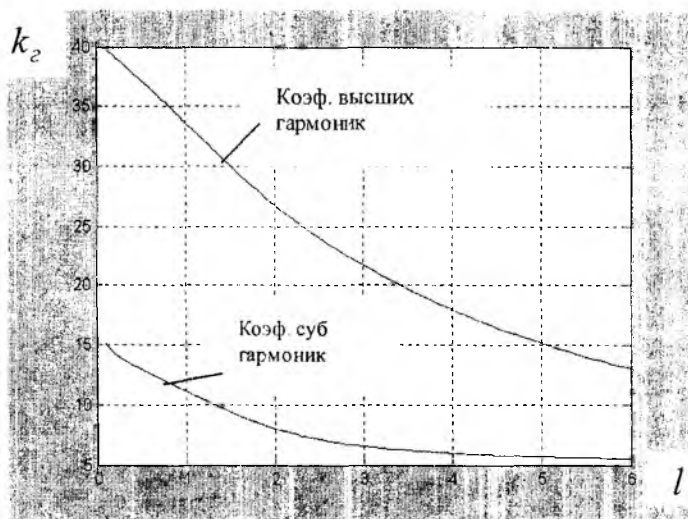


Рис. 6

Более того, необходимо отметить, что паразитные составляющие спектра располагаются в основном на кратных гармониках, а именно на гармониках основных частот. Так, в качестве примера представлены графики спектра полезных сигналов (рис. 7а) и паразитных составляющих на выходе НЭ (рис. 7б) при значении параметра $l = 1$. Как видно из полученных зависимостей, паразитные составляющие спектра, проникающие в спектр канала приема базовых станций сотовых систем связи, где распределение частот равномерно, располагаются

именно на основных составляющих спектра и принимают значения, сопоставимые со значениями полезных сигналов.

При приеме случайных сигналов, каковыми являются сигналы связи, данное явление может привести к непредсказуемым и неконтролируемым ситуациям.

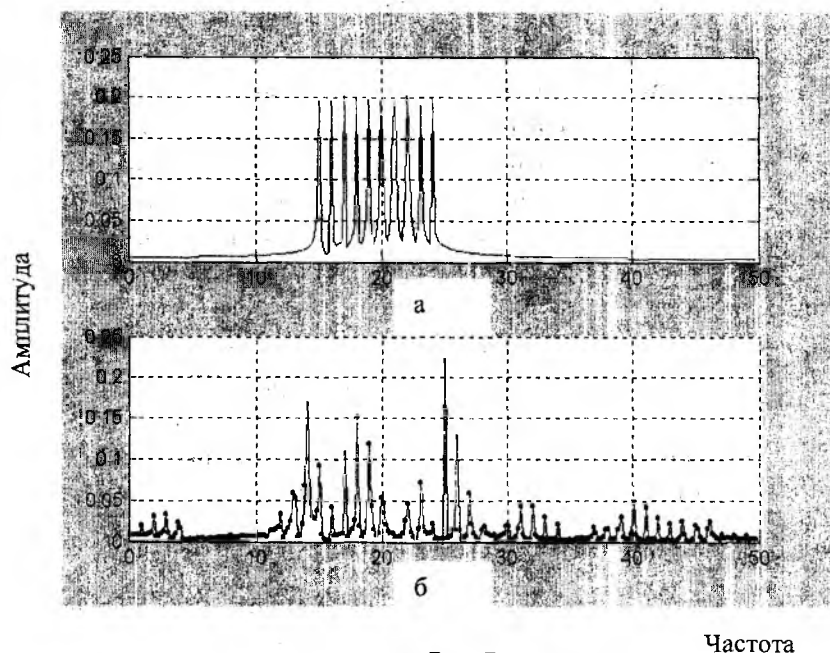


Рис. 7

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о том, что существующая методика распределения частот (например, равномерное распределение) не является оптимальной.

Список литературы: 1. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 623 с. 2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с. 3. Loyka S.L. Numerical Simulation of Nonlinear Interference in Radio Systems (Invited paper) / The 26-th URSI General Assembly, Toronto, Canada, Aug 13-21, 1999. 4. Loyka S.L. Numerical modeling of nonlinear interference and distortions for wireless communications / EMC 2000 International Wroclaw Symposium on electromagnetic compatibility. 5. Теория автоматического управления. Ч. II. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления / Под. ред. А.А. Воронова. М.: Высш. шк., 1986. 504 с. 6. Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем Сер. Теоретические основы технической кибернетики. М.: Наука, 1976. 448 с. 7. Нелинейные системы автоматического управления // Точные методы исследования нелинейных систем автоматического управления / Под общ. ред. Е.П. Попова. М.: Машиностроение, 1971. 323 с. 8. Morse A.S. New directions in parameter adaptive control. Proceedings of the 23 rd IEEE conference on decision & control. Las Vegas 1984 V3 New York. 9. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. М.: Высш. шк., 1987. 440 с. 10. Kolyadenko Yu.Yu. A Nonlinear Stochastic Model of Space-Time Processing Signals // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 52. № 10. 1998. P. 49 – 52. 11. Коляденко Ю.Ю. Преобразование случайных процессов нелинейностью с характеристикой гистерезиса для задач пространственно-временной обработки сигналов // Праці УНДІРТ. Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення. 2001. № 2 (26) С. 72 – 75.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.05.2003