

Компенсация нелинейных искажений в многокаскадных усилителях

А.М. Бобрешов, Н.Н. Мымрикова

Воронежский государственный университет
394006, Российская Федерация, г. Воронеж
Университетская пл., 1

В работе рассматриваются методы компенсации нелинейных искажений четных и нечетных порядков на выходе многокаскадных усилителей радиоприемных устройств. Суть предлагаемого метода – использование дополнительных взаимодействий основных частот с гармониками и комбинациями второго порядка для нейтрализации нежелательных спектральных составляющих. Определена оптимальная конфигурация двухканальных схем усилителей на полевых транзисторах для одновременного подавления интермодуляционных искажений второго и третьего порядка. Показаны преимущества компенсации интермодуляционных продуктов третьего порядка в конечном узле схемы по сравнению с их минимизацией в отдельных каналах.

Ключевые слова: радиоприемные устройства, многокаскадные усилители, полевые транзисторы, радиотехнические схемы, нелинейные искажения, комбинационные взаимодействия, ряды Вольтерры, нелинейные элементы, компенсация, интермодуляция.

Введение

Одним из основных требований при проектировании радиоэлектронной аппаратуры для современных приложений является обеспечение низкого уровня нелинейных искажений (НИ) передаваемых и принимаемых сигналов. В работах [1–8] были предложены идеи компенсации интермодуляционных искажений в каскадах радиоприемных устройств, основанные на использовании дополнительного комбинационного взаимодействия спектральных составляющих второго порядка с основными частотами для нейтрализации прямого нелинейного взаимодействия основных частот. При этом используются типовые режимы и типовые схемы усилителей на полевых или биполярных транзисторах. Существенным условием для задействия этого механизма является широкополосное согласование двух последних каскадов и отсутствие существенных фазовых искажений сигналов в усилительных каскадах. Если последнее условие не выполняется, необходимы дополнительные корректирующие цепи, что, разумеется, усложнит схему. Предлагаемый компенсационный метод борьбы с НИ налагает определенные ограничения на коэффициент усиления предпоследнего каскада для выравнивания амплитуд спектральных компонент различного происхождения.

При линейаризации инерционных устройств на первый план выдвигаются ряды Вольтерры [9–11], базирующиеся на разделении продуктов по уровням нелинейности. Именно ряды Вольтерры позволяют глубоко проникнуть в сущность физических явлений, проследить за вкладом в НИ источников различного происхождения, увидеть доминирующие источники и механизмы компенсации НИ. Если теория строится в предположении безынерционности нелинейных элементов и гармонических сигналов на входе, то наиболее предпочтительными являются степенные ряды. Предложенные компенсационные методы борьбы с интермодуляционными искажениями во входных усилителях ВЧ диапазона оказывают эффективными как для гармонических, так и широкополосных сигналов [8].

1. Последовательно-параллельная структура для компенсации НИ

Рассмотрим многокаскадную структуру, содержащую последовательно и параллельно включенные усилители (рис. 1, а). В работах [1–4] предложен способ устранения НИ четных порядков путем балансного включения двух последовательных структур, в каждой из которых скомпенсированы НИ третьего порядка. В n -каскадной структуре ($n \geq 3$) данный

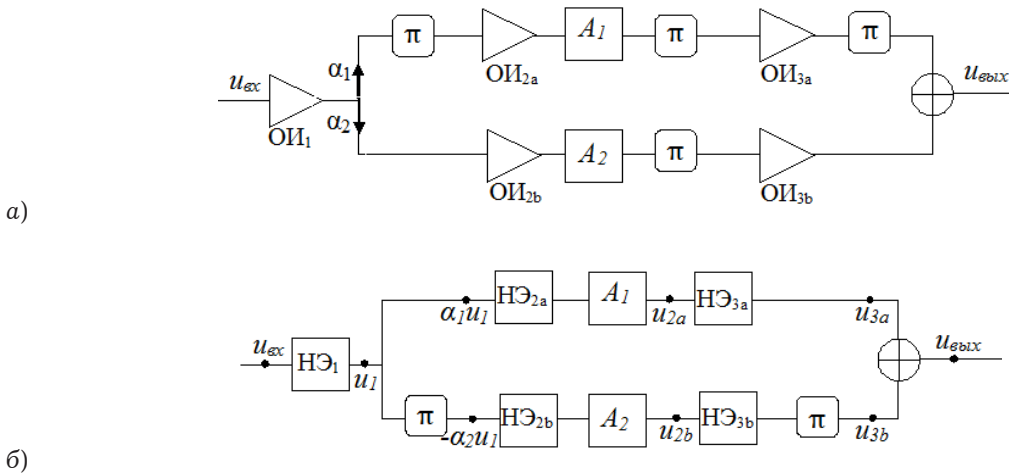


Рис. 1. Блок-схема (а) и модель (б) устройства для компенсации НИ

подход не приведет к полной компенсации НИ второго и третьего порядка, если включить балансным способом только конечные усилители. Однако если обеспечить поступление сигнала в каждое из плеч в определенных, в общем случае неравных пропорциях, то удастся полностью подавить НИ второго и третьего порядка. Структура похожа на балансное включение, но плечи не идентичны. Деление сигнала после первого каскада происходит в пропорциях α_1 , α_2 ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$) без потерь полезного сигнала. При поиске эффективного решения ранее [3; 8] наиболее очевидным представлялся путь, когда каждое из плеч настраивается на минимум НИ третьего порядка в данном плече с последующим балансированием составляющих второго порядка из верхнего и нижнего плеч. Надлежащим подбором параметров аттенюаторов и/или коэффициентов усиления каскадов ОИ_{2а} и ОИ_{2б} можно одновременно устранить НИ второго и третьего порядка на выходе предлагаемой структуры. В данной работе рассматриваются другие подходы к решению задачи с получением противофазных компонент одновременно и второго и третьего порядка.

Поскольку усилители ОИ обладают инвертирующими свойствами, то последовательно-параллельную структуру на рис. 1, а можно заменить моделью (рис. 1, б), более наглядно отображающей смысл спектральных преобразований.

2. Моделирование

С целью упрощения математических выкладок предполагалось, что все нелинейные элементы (НЭ) имеют характеристики в виде знакопередаваемых полиномов

$$f(u) = a_1 u + a_2 u^2 - a_3 u^3 - a_4 u^4 + a_5 u^5 + \dots, \quad (1)$$

$$a_1, a_2, a_3, \dots > 0.$$

На вход многокаскадного усилителя воздействует двухтональный сигнал $u_{вх} = U_{01} \cos \omega_1 t + U_{02} \cos \omega_2 t$. После преобразования $u_1 = f(u_{вх})$ в НЭ₁ все спектральные составляющие, в т. ч. продукты интермодуляции второго и третьего порядка

$$a_2 U_{01} U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t,$$

$$-\frac{3}{4} a_3 U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t,$$

$$-\frac{3}{4} a_3 U_{01} U_{02}^2 \cos(2\omega_2 \pm \omega_1) t$$

распределяются в пропорции $\alpha_1 : \alpha_2$ ($\alpha_1 + \alpha_2 = 1$) между верхним и нижним каналами. В верхнем плече после прохождения НЭ_{2а} и аттенюатора A_1 имеем

$$u_{2а} = f(\alpha_1 u_1) A_1 =$$

$$= (b_1 u_{вх} + b_2 u_{вх}^2 - b_3 u_{вх}^3 - \dots) A_1, \quad (2)$$

где

$$b_1 = \alpha_1 a_1^2, \quad b_2 = \alpha_1 a_1 a_2 (\alpha_1 a_1 + 1),$$

$$b_3 = \alpha_1 a_1 a_3 \left(1 - 2\alpha_1 \frac{a_2^2}{a_3} + \alpha_1^2 a_1^2 \right), \quad (3)$$

при этом интермодуляционные продукты второго и третьего порядка

$$b_2 A_1 U_{01} U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t,$$

$$-\frac{3}{4} b_3 A_1 U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t,$$

$$-\frac{3}{4} b_3 A_1 U_{01} U_{02}^2 \cos(2\omega_2 \pm \omega_1) t.$$

Аналогично в нижнем плече после инверсии напряжения, НЭ_{2б} и аттенюатора A_2

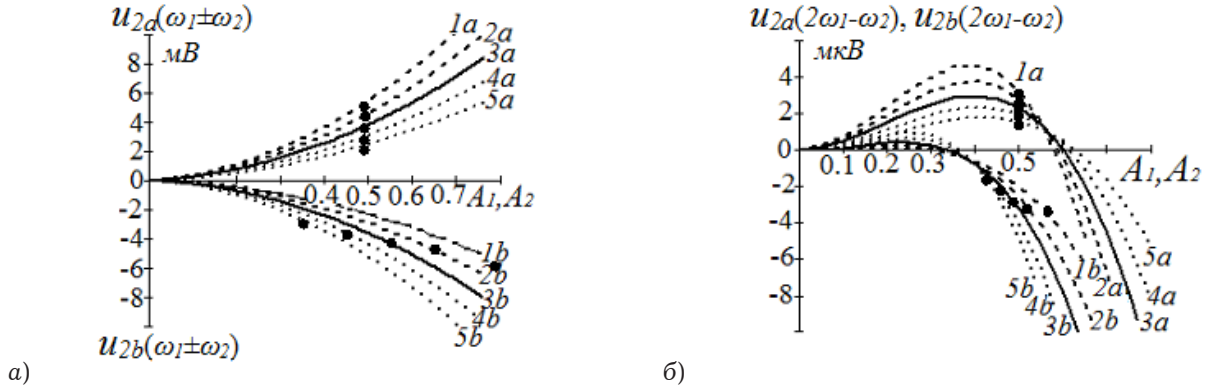


Рис. 2. Продукты интермодуляции второго порядка (а) и третьего порядка (б) в верхнем и нижнем каналах в зависимости от затухания в аттенюаторах. Кривые: 1 – $\alpha_1 = 0.6$; 2 – $\alpha_1 = 0.55$; 3 – $\alpha_1 = 0.5$; 4 – $\alpha_1 = 0.45$; 5 – $\alpha_1 = 0.4$

$$u_{2a} = f(-\alpha_2 u_1) A_2 = (-c_1 u_{ex} + c_2 u_{ex}^2 + c_3 u_{ex}^3 - \dots) A_2, \quad (5)$$

где

$$c_1 = \alpha_2 a_1^2, \quad c_2 = \alpha_2 a_1 a_2 (\alpha_2 a_1 - 1), \\ c_3 = \alpha_2 a_1 a_3 \left(1 + 2\alpha_2 \frac{a_2^2}{a_3} + \alpha_2^2 a_1^2 \right), \quad (6)$$

при этом интермодуляционные продукты второго и третьего порядка

$$c_2 A_2 U_{01} U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t, \\ \frac{3}{4} c_3 A_2 U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t, \\ \frac{3}{4} c_3 A_2 U_{01} U_{02}^2 \cos(2\omega_2 \pm \omega_1) t.$$

В конце верхнего плеча после преобразования $u_{3a} = f(u_{2a})$ на НЭ_{3а} интермодуляционный продукт третьего порядка (в дальнейшем для определенности рассматривается частота $2\omega_1 - \omega_2$) равен

$$u_{3a}(2\omega_1 - \omega_2) = -\frac{3}{4} (a_1 b_3 A_1 - 2a_2 b_1 b_2 A_1^2 + a_3 b_1^3 A_1^3) \times U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t.$$

В нижнем плече после преобразования на НЭ_{3б} и инверсии фазы $u_{3b} = -f(u_{2b})$ продукт интермодуляции на частоте $2\omega_1 - \omega_2$

$$u_{3b}(2\omega_1 - \omega_2) = -\frac{3}{4} (a_1 c_3 A_2 - 2a_2 c_1 c_2 A_2^2 + a_3 c_1^3 A_2^3) \times U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t.$$

Окончательно, в результате суммирования сигналов отдельных каналов на выходе имеем на основных частотах ω_1, ω_2

$$u_{вых}(\omega_i) = a_1 (b_1 A_1 + c_1 A_2) U_{0i} \cos \omega_i t. \quad (7)$$

На частотах $\omega_1 \pm \omega_2$

$$u_{вых}(\omega_1 \pm \omega_2) = (a_1 b_2 A_1 + a_2 b_1^2 A_1^2 - a_1 c_2 A_2 - a_2 c_1^2 A_2^2) \times U_{01} U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t. \quad (8)$$

На частоте $2\omega_1 - \omega_2$ (на частоте $2\omega_2 - \omega_1$ аналогично)

$$u_{вых}(2\omega_1 - \omega_2) = -\frac{3}{4} (a_1 b_3 A_1 - 2a_2 b_1 b_2 A_1^2 + a_3 b_1^3 A_1^3 + a_1 c_3 A_2 - 2a_2 c_1 c_2 A_2^2 + a_3 c_1^3 A_2^3) \times U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t. \quad (9)$$

Для компенсации составляющих второго порядка коэффициенты передачи аттенюаторов в верхнем и нижнем плечах должны быть связаны соотношением

$$a_1 b_2 A_1 + a_2 b_1^2 A_1^2 = a_1 c_2 A_2 + a_2 c_1^2 A_2^2. \quad (10)$$

Условие компенсации оставляющих третьего порядка требует одинакового вклада в НИ первичного взаимодействия основных частот и повторного взаимодействия основных частот с продуктами второго порядка

$$a_1 b_3 A_1 + a_1 c_3 A_2 + a_3 b_1^3 A_1^3 + a_3 c_1^3 A_2^3 = 2a_2 b_1 b_2 A_1^2 + 2a_2 c_1 c_2 A_2^2. \quad (11)$$

3. Результаты расчетов

На рис. 2, а показаны составляющие второго порядка в верхнем и нижнем плечах для пяти вариантов α_1 ($\alpha_2 = 1 - \alpha_1$). Вследствие балансного включения усилителей составляющие второго порядка в каналах находятся в противофазе. Однако в каждом из каналов фаза составляющих второго порядка не меняется. С помощью аттенюаторов можно выровнять их амплитуды

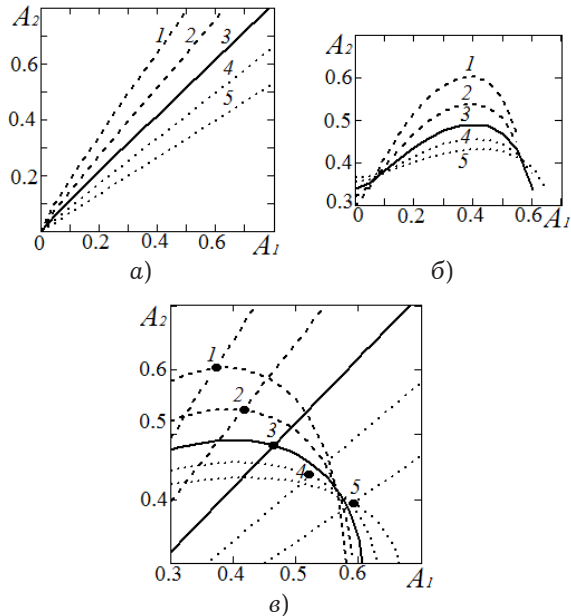


Рис. 3. Соотношения между коэффициентами передачи аттенуаторов при компенсации интермодуляции второго порядка (а), третьего порядка (б); одновременная компенсация продуктов интермодуляции в точках пересечения кривых (в). Нумерация кривых такая же, как на рис. 2

при любых пропорциях без ограничения. Например, при $A_1 = 0,5$ и набора значений α_1 (0,4, 0,45, 0,5, 0,55, 0,6) A_2 должно быть соответственно равно 0,33, 0,42, 0,52, 0,64, 0,79.

На рис. 2, б изображены составляющие третьего порядка в верхнем и нижнем плечах для тех же вариантов. Типичная фаза составляющих третьего порядка имеет отрицательный знак, но на любой приведенной кривой знак изменяется, т. е. составляющие третьего порядка в верхнем и нижнем каналах могут находиться в противофазе. Эффект обусловлен наличием достаточно интенсивного взаимодействия основных частот с составляющими второго порядка. При увеличении масштаба можно увидеть, что любая кривая изменяет знак дважды. Однако в области низких значений коэффициентов A_1, A_2 факт смены знака малоинтересен. С помощью аттенуаторов в определенном диапазоне изменения A_1, A_2 можно выходить на участки противофазности составляющих третьего порядка в верхнем и нижнем плечах и выравнять их амплитуды. Например, при $A_1 = 0,5$ и рассмотренных вариантов α_1 (0,4, 0,45, 0,5, 0,55, 0,6) A_2 должно быть соответственно равно 0,42, 0,44, 0,47, 0,51, 0,55. Все зависимости приведены для $a_2^2 / a_1 a_3 = 2,5$, т. е. достаточно высокого уровня квадратичной нелинейности. Если $a_2^2 / a_1 a_3 < 1$, то будет происходить только частичная компенсация продуктов третьего порядка, и необходимы дополнительные меры.

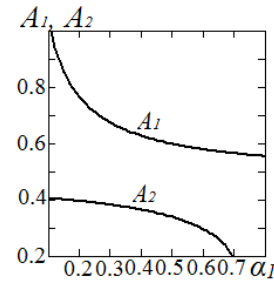


Рис. 4. Зависимости коэффициентов передачи аттенуаторов от параметра α_1

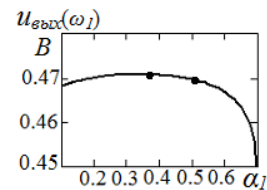


Рис. 5. Выходной сигнал линейризованного устройства на основных частотах

На рис. 3, а показаны соотношения между коэффициентами A_1, A_2 , которые обеспечивают подавление составляющих второго порядка при различных соотношениях α_1, α_2 . Здесь нейтрализованы только НИ второго порядка, а НИ третьего порядка остаются. Напротив, соотношения между коэффициентами A_1, A_2 на рис. 3, б обеспечивают полное подавление составляющих третьего порядка с сохранением продуктов второго порядка. На рис. 3, в зависимости совмещены, при этом отчетливо видно, что есть точки пересечения кривых. Иными словами, при изменении α_1, α_2 в определенных пределах, включая точку $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$, можно получить одновременную компенсацию НИ и второго, и третьего порядка. На рис. 4 приведены зависимости коэффициентов передачи A_1, A_2 от α_1 , при которых на выходе отсутствуют одновременно искажения второго и третьего порядка. Положительным моментом является то, что сигнал может распараллеливаться в равных пропорциях $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$. Это реализуется практически проще по сравнению с делением сигнала в неравных пропорциях. В случае компенсации НИ в каждом плече, компенсация наблюдается только при единственном наборе значений: $\alpha_1 = 0,37$ и $A_1 = 0,64, A_2 = 0,37$.

На рис. 5 приведена зависимость выходного сигнала на одной из основных частот от α_1 при условии, что нейтрализованы продукты второго и третьего порядка одновременно. При $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$ (равное деление сигнала по каналам) и $\alpha_1 = 0,37, \alpha_2 = 0,63$ (компенсация НИ третьего порядка в каждом плече) выходные сиг-

налы на основных частотах практически не отличаются.

Заключение

Таким образом, предложенные компенсационные методы борьбы с интермодуляционными искажениями во входных усилителях ВЧ диапазона допускают более оптимальную реализацию по сравнению с ранее полученными результатами. Возможный проигрыш в суммарном коэффициенте усиления каскадов из-за включения аттенуаторов можно восстановить введением дополнительного усилительного звена со стороны входа, и серьезной деградации других параметров при линеаризации устройства не должно происходить. В целом идея представляется полезной с практической точки зрения и достаточно легко реализуемой (во всяком случае, в низкочастотных усилителях). Хотя теория с компенсационным механизмом устранения НИ развивается в предположении разделения продуктов по уровням нелинейности, она достаточно хорошо подтверждена результатами экспериментов на макетах усилителей.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2014–2016 годы (Проект № 978).

Список литературы

1. Алгазинов Э.К., Мымрикова Н.Н., Сбитнев Ю.П. Моделирование входных устройств с линеаризованными характеристиками // Вестник Воронежского университета. Сер. Физика. Математика. 2001. № 2. С. 5–7.
2. Сбитнев Ю.П., Иркутский О.А. Компенсация интермодуляционных помех третьего порядка в последовательных и параллельных структурах // Радиотехника. 2001. № 11. С. 46–48.
3. Анализ и оптимизация многокаскадных усилительных структур / А.М. Бобрешов [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2013. Т. 16. № 2. С. 57–63.
4. Интермодуляция в балансно-последовательных схемах усилителей на полевых транзисторах / А.М. Бобрешов [и др.] // Известия вузов. Радиотехника. 2013. Т. 56. № 5. С. 42–50.
5. Van der Heijden M.P., de Graaff H.C., de Vreede L.C.N. A novel frequency-independent third-order intermodulation distortion cancellation technique for BJT amplifiers // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2002. Vol. 37. № 9. P. 1176–1183.
6. Kim T.W. A common-gate amplifier with transconductance nonlinearity cancellation and its high-frequency analysis using the Volterra series // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 56. № 6. P. 1461–1469.
7. Parvizi M., Nabavi A. High linear common-gate mixer employing intrinsic second and third order distortion cancellation // IEICE Electronics Express. 2009. Vol. 6. № 6. P. 310–316.
8. Нелинейные искажения импульсных сигналов в многокаскадных усилителях / А.М. Бобрешов [и др.] // Радиолокация, навигация, связь: XX Международная научно-техническая конференция. Воронеж, 2014. Т. 3. С. 1893–1897.
9. Mass S.A. Nonlinear Microwave and RF Circuits; 2nd ed. Boston; London: ArtechHouse, 2003. 582 p.
10. Бобрешов А.М., Мымрикова Н.Н., Уткин А.М. Моделирование нелинейных процессов на основе функциональных рядов Вольтерры во временной области // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 3. С. 64–71.
11. Бобрешов А.М., Мымрикова Н.Н., Уткин А.М. Анализ нелинейных схем во временной области на основе функциональных рядов Вольтерры // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 4. С. 430–436.

Compensation of nonlinear distortions in multistage amplifiers

A.M. Bobreshov, N.N. Mymrikova

The paper deals with the methods of nonlinear distortion compensation for even and odd orders in the output of multistage amplifiers for radio receivers. The essence of the method is using the additional re-interactions of the base frequencies with the second harmonics and combinations to neutralize the unwanted spectral components. The optimal configuration of the dual-channel amplifier circuits FET is suggested for the simultaneous suppression of the second and third order intermodulation distortion. The advantages are shown to compensate the third order intermodulation products in the final summator relative to their minimization in separate channels.

Keywords: radio receivers, multistage amplifiers, field effect transistors, electron circuits, nonlinear distortion, the combination interaction, Volterra series, nonlinear elements, compensation, intermodulation.