

Анализ и оптимизация многокаскадных усилительных структур

А.М. Бобрешов, Н.Н. Мымрикова, Ю.П. Сбитнев, А.М. Уткин

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

Рассматривается метод компенсации нелинейных искажений 2-го и 3-го порядка в многокаскадных усилителях. Показано, что подавление нелинейных составляющих в многокаскадных структурах определяется прежде всего схемами включения предпоследнего и последнего каскадов. Предложена структура многокаскадного усилителя для одновременного подавления нелинейных искажений 2-го и 3-го порядка.

Ключевые слова: многокаскадные усилители, трехкаскадный усилитель, полевые транзисторы, нелинейные искажения, компенсация, интермодуляция.

Введение

В связи с крайней перегруженностью радиодиапазона в настоящее время предъявляются повышенные требования к линейности характеристик приемных систем. И хотя фундаментальные идеи борьбы с нелинейными искажениями (использование прямой и обратной связи, предискажений и т. д.) известны давно, исследования в этом направлении неуклонно продолжают, и даже наблюдается новая волна интереса к этой тематике. Какие бы высокие показатели линейности ни были достигнуты, их всегда можно улучшить. Современные приемные системы обычно включают в себя входные транзисторные многокаскадные малошумящие усилители, т. к. один каскад, как правило, не обеспечивает необходимой величины коэффициента усиления. Несмотря на то что исследованию многокаскадных усилителей посвящено много работ, в том числе фундаментальных [1; 2], в них не отражена важная роль фазовых соотношений между компонентами различного происхождения в составе комбинационных продуктов. Опыт показывает, что имеет смысл оптимизировать не только каждый каскад, но и усилитель в целом. В [3] рассмотрена возможность полной компенсации искажений 2-го или 3-го порядка в двухкаскадном усилителе с учетом фазовых соотношений продуктов нелинейности на основных частотах и высших гармонических и комбинационных составляющих каждого каскада. Настоящая работа посвящена развитию предложенных методов ис-

следования применительно к n последовательно соединенным каскадам усилителей.

1. Нелинейные искажения 2-го и 3-го порядков

При оптимизации усилительных структур с компенсацией нежелательных спектральных составляющих целесообразно представить нелинейные характеристики каждого из каскадов усилителя в виде степенного ряда

$$U_{вых} = f(U_{вх}) = K(U_{вх} + \frac{1}{2!} S' U_{вх}^2 + \frac{1}{3!} S'' U_{вх}^3), \quad (1)$$

что позволит наглядно и достаточно полно рассмотреть основные закономерности нелинейного взаимодействия. При этом сущность выявленных процессов сохраняется также при использовании и более сложных математических моделей.

Возможность компенсации на выходе тех или иных продуктов нелинейности определяется соотношением знаков и величин коэффициентов K , S' , S'' . Для обычных режимов работы входных усилителей характерно знакопеременное чередование коэффициентов, причем $S'' < 0$ ($S'' = -|S''|$). Различным схемам включения усилителей на полевых транзисторах соответствуют следующие сочетания знаков коэффициентов:

схема с общим истоком (ОИ) –

$$U_{вых} = |K| (U_{вх} + \frac{1}{2} |S'| U_{вх}^2 - \frac{1}{6} |S''| U_{вх}^3);$$

схема с общим затвором (ОЗ) –

$$U_{вых} = |K| (U_{вх} - \frac{1}{2} |S'| U_{вх}^2 - \frac{1}{6} |S''| U_{вх}^3);$$

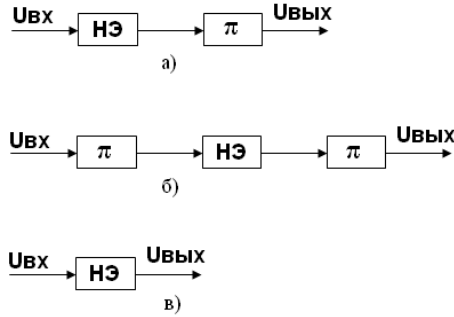


Рис. 1. Макромодели усилителей: а) усилитель с общим истоком или общим эмиттером; б) усилитель с общим затвором или общей базой; в) усилитель с общим стоком или общим коллектором

схема с общим стоком (ОС) –

$$U_{вых} = |K| (U_{вх} + \frac{1}{2} |S'| U_{вх}^2 - \frac{1}{6} |S''| U_{вх}^3).$$

Для биполярных транзисторов это соответствует включению по схеме с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) или общим коллектором (ОК).

Для упрощения математических выкладок будем использовать макромодели, представленные на рис. 1. Нелинейный элемент (НЭ) в этих макромоделях имеет характеристику

$$|K| (U + \frac{1}{2} |S'| U^2 - \frac{1}{6} |S''| U^3), \quad U = \pm U_{вх}.$$

В работах [3–5] показано, что в двухкаскадном усилителе для компенсации продуктов нелинейности на основных частотах, интермодуляционных составляющих $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ и третьих гармоник $3\omega_1$, $3\omega_2$ инвертирование фазы между НЭ каскадов не должно происходить. И наоборот, для компенсации на выходе усилителя продуктов интермодуляции $|\omega_1 \pm \omega_2|$ и вторых гармоник $2\omega_1$, $2\omega_2$ между НЭ первого и второго каскадов фаза напряжения должна измениться на π .

Нелинейные свойства усилителей на полевых транзисторах, заданных эквивалентными схемами, в первую очередь определяются нелинейным характером источников тока, управляемых напряжением [1]. Именно эти элементы являются доминирующими источниками нелинейности. Используемая в работе эквивалентная схема полевого транзистора приведена на рис. 2. Моделирование многокаскадных усилителей на полевых транзисторах проводилось в программе AWR Microwave Office. Поскольку управляемый источник тока в схеме с ОИ уже обладает инвертирующими свойствами, то для компенсации в последующем каскаде нелинейных искажений 3-го порядка необходимо дополнительно

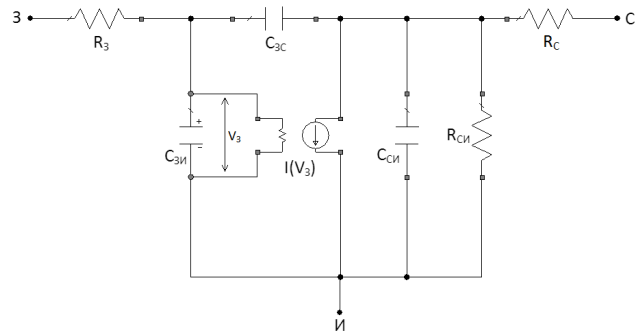


Рис. 2. Эквивалентная схема полевого транзистора

обеспечить инвертирование фазы на его выходе (рис. 1, а).

Для определения минимума уровня интермодуляционной составляющей $2\omega_1 - \omega_2$ или $2\omega_2 - \omega_1$ следует варьировать коэффициент усиления 1-го каскада. На рис. 3 минимум достигается при коэффициенте усиления $K_1 = 6.8$. Подробное объяснение механизма компенсации составляющих 3-го порядка в двухкаскадных усилителях можно найти в [4]. Аналогичный эффект компенсации составляющих 3-го порядка в умеренно нелинейных режимах наблюдается и в структурах ОИ – ОЗ, ОЗ – ОЗ, ОС – ОИ, ОС – ОС [4]. Компенсации нелинейных составляющих 2-го порядка при этом не происходит.

Перейдем к обобщению результатов на случай последовательного соединения n каскадов усилителей.

На вход первого каскада с характеристикой

$$U_{1\text{вых}}(t) = K_1 (U_{1\text{вх}} + \frac{1}{2} S'_1 U_{1\text{вх}}^2 + \frac{1}{6} S''_1 U_{1\text{вх}}^3)$$

поступает двухчастотный сигнал $U_{1\text{вх}}(t) = U_{01} \times \cos \omega_1 t + U_{02} \cos \omega_2 t$. На выходе первого каскада присутствуют основные частоты $K_1 U_{0i} \cos 2\omega_i t$, вторые гармоники

$$\frac{1}{4} S'_1 K_1 U_{0i}^2 \cos \omega_i t \cos 2\omega_i t,$$

продукты интермодуляции 2-го и 3-го порядков

$$\frac{1}{2} S'_1 K_1 U_{01} U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t,$$

$$\frac{1}{8} S''_1 K_1 U_{01}^2 U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2) t$$

и им симметричные, а также третьи гармоники.

В предположении широкополосного согласования, т. е. все образовавшиеся на выходе первого каскада спектральные составляющие поступают на вход второго каскада.

На выходе второго каскада с характеристикой

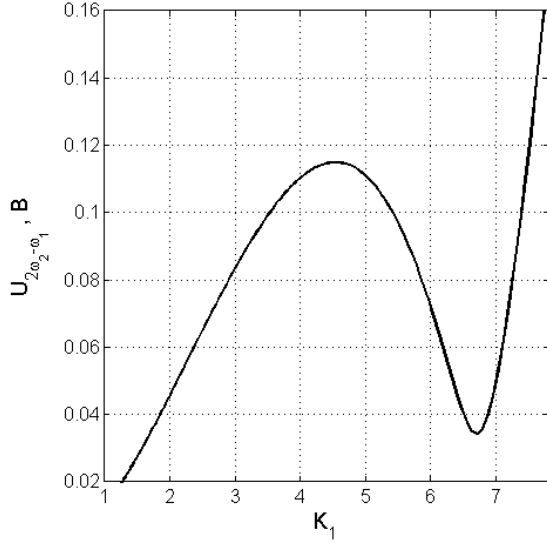


Рис. 3. Зависимость уровня продукта интермодуляции $2\omega_2 - \omega_1$ на выходе 2-го каскада от коэффициента усиления 1-го каскада в структуре ОИ - π - ОИ

$$U_{2 \text{ вых}}(t) = K_2(U_{2 \text{ вх}} + \frac{1}{2}S_2'U_{2 \text{ вх}}^2 + \frac{1}{6}S_2''U_{2 \text{ вх}}^3)$$

рассмотрим основные частоты $\bar{K}_2 U_{0i} \cos \omega_i t$, вторые гармоники

$$\frac{1}{4}\bar{S}_2'K_1\bar{K}_2U_{0i}^2 \cos 2\omega_i t,$$

продукты интермодуляции 2-го и 3-го порядков

$$\frac{1}{2}\bar{S}_2'K_1\bar{K}_2U_{01}U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2)t,$$

$$\frac{1}{8}\bar{S}_2''K_1^2\bar{K}_2U_{01}^2U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t.$$

Здесь используются следующие обозначения:

$$\bar{K}_2 = K_1K_2, \quad \bar{S}_2' = S_2' + \frac{S_1'}{K_1},$$

$$\bar{S}_2'' = S_2'' + 3\frac{S_1'S_2'}{K_1} + \frac{S_1''}{K_1^2}.$$

При узкополосном согласовании между каскадами член $3S_1'S_2' / K_1$ отсутствует. Если на вход второго каскада поступают только вторые гармоники, то коэффициент 3 заменяется на 1, а если только продукты интермодуляции $|\omega_1 - \omega_2|$, то на 2.

Наконец, на выходе n -го каскада получаем интермодуляционные продукты 2-го и 3-го порядка

$$\frac{1}{2}\bar{S}_n'\bar{K}_n\bar{K}_{n-1}U_{01}U_{02} \cos(\omega_1 \pm \omega_2)t,$$

$$\frac{1}{8}\bar{S}_n''\bar{K}_n\bar{K}_{n-1}^2U_{01}^2U_{02} \cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t$$

и другие составляющие. Здесь $\bar{K}_n = K_1K_2\dots K_n$ - общий коэффициент усиления n каскадов. Коэф-

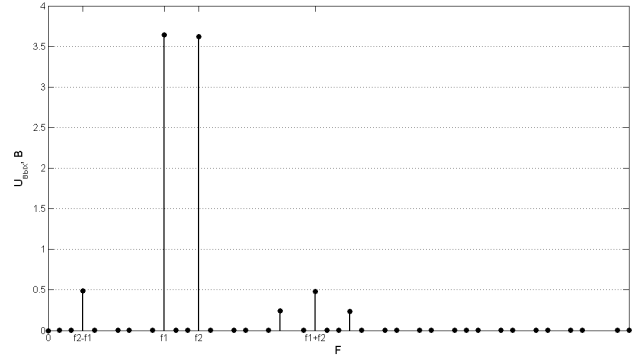


Рис. 4. Спектр сигнала на выходе трехкаскадного усилителя ОИ - ОИ - π - ОИ при компенсации нелинейных искажений 3-го порядка

фициенты \bar{S}_n' , \bar{S}_n'' рассчитываются по рекуррентным формулам:

$$\bar{S}_n' = S_n' + \frac{\bar{S}_{n-1}'}{K_{n-1}}, \quad \bar{S}_n'' = S_n'' + 3\frac{S_n'\bar{S}_{n-1}'}{K_{n-1}} + \frac{\bar{S}_{n-1}''}{K_{n-1}^2}.$$

Условия отсутствия на выходе n -го каскада составляющих 2-го или 3-го порядка $\bar{S}_n' = 0$, $\bar{S}_n'' = 0$ соответственно.

Запишем эти условия через коэффициенты разложения нелинейных характеристик каскадов. Для компенсации нелинейных искажений 2-го порядка должно выполняться условие

$$S_n' + \frac{S_{n-1}'}{K_{n-1}} + \frac{S_{n-2}'}{K_{n-1}K_{n-2}} + \dots + \frac{S_1'}{K_{n-1}\dots K_1} = 0. \quad (2)$$

Если заданы коэффициенты квадратичной нелинейности S_i' для всех каскадов, то (2) показывает, в каком соотношении должны находиться коэффициенты усиления отдельных каскадов K_i . В принципе задача имеет множество решений, но условие (2) лучше рассматривать как ограничение на коэффициент усиления предпоследнего каскада K_{n-1} :

$$K_{n-1} = -\frac{\bar{S}_{n-1}'}{S_n'} = -\frac{S_{n-1}' + \bar{S}_{n-2}' / K_{n-2}}{S_n'} = -\frac{S_{n-1}'}{S_n'} - \frac{1}{K_{n-2}} \frac{S_{n-2}'}{S_n'} - \dots - \frac{1}{K_{n-2}\dots K_1} \frac{S_1'}{S_n'}. \quad (3)$$

Чем больше значения коэффициентов усиления предшествующих каскадов, тем меньше их вклад в (3). Поэтому естественно предполагать, что первый член в (3) является преобладающим. Детальный анализ возможных знаков K_{n-1} , S_{n-1}' , S_n' показывает, что для компенсации нелинейных искажений 2-го порядка между НЭ предпоследнего и последнего каскадов должно произойти инвертирование фазы сигнала. Предшествующие им $n-2$ каскада могут иметь произвольные схемы включения.

В соответствии с вышесказанным при выполнении условия (3) в структуре типа ОИ – ... – ОИ – ОИ будет наблюдаться компенсация продуктов нелинейности 2-го порядка $\omega_1 \pm \omega_2$, $2\omega_1$, $2\omega_2$. Другие варианты включения двух последних каскадов: ОЗ – ОИ, ОС – ОЗ, ОЗ – ОС, ОИ – ОС с практической точки зрения менее интересны.

Для компенсации нелинейных искажений 3-го порядка коэффициент усиления предпоследнего каскада K_{n-1} должен удовлетворять уравнению

$$S_n'' K_{n-1}^2 + 3S_n'(S_{n-1}' + \frac{\bar{S}_{n-2}'}{K_{n-2}})K_{n-1} + S_{n-1}'' + 3\frac{S_{n-1}'\bar{S}_{n-2}'}{K_{n-2}} + \frac{\bar{S}_{n-2}''}{K_{n-2}^2} = 0. \quad (4)$$

В уравнении (4), так же как и в (3), предшествующие каскады вносят тем менее существенный вклад, чем ниже их номер и больше коэффициент усиления. Преобладающим является член уравнения, у которого отсутствует знаменатель. Кроме значения K_{n-1} , уравнение (4) определяет еще схему включения предпоследнего и последнего каскадов. Анализ возможных знаков K_n , K_{n-1} , S_{n-1}' , S_{n-2}' свидетельствует, что между НЭ двух последних каскадов не должно быть инвертирования фазы. В противном случае все компоненты уравнения (4) оказываются синфазными, и компенсация невозможна. Из двух возможных решений уравнения (4) следует выбрать то, которое имеет большее значение.

Неинвертирующими свойствами обладают, в частности, структуры ОИ – ОЗ и ОЗ – ОЗ. Однако в этом случае необходимо согласование выходного сопротивления $(n-1)$ -го каскада и низкого входного сопротивления n -го каскада. Причем согласующее устройство не должно вносить существенных искажений в характер протекающих нелинейных процессов. Могут быть использованы каскады с ОИ и дополнительным инвертированием фазы между двумя последними каскадами, т. е. структур типа ОИ – ... – ОИ – π – ОИ.

Рассмотрим результаты моделирования трехкаскадного усилителя с каскадами ОИ – ОИ – π – ОИ. В такой структуре при значении коэффициента усиления 2-го каскада $K_2 = 5.7$ (при этом $K_1 = K_3 = 12$) будет наблюдаться компенсация нелинейных искажений 3-го порядка. На рис. 4 показан спектр сигнала на выходе 3-го каскада при двухчастотном воздействии. Видно,

что в спектре сигнала присутствуют в основном составляющие 2-го порядка $\omega_1 + \omega_2$, $\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_1$, $2\omega_2$. Нелинейные составляющие 3-го порядка $2\omega_2 - \omega_1$, $2\omega_1 - \omega_2$ имеют существенно меньшие значения по сравнению с обычным включением ОИ – ОИ – ОИ для того же самого набора схемных параметров. В частности, уровень интермодуляционных продуктов $2\omega_2 - \omega_1$ снижается на 28 дБ.

Перейдем к более детальному анализу условия компенсации составляющих 3-го порядка (4) при $n = 3$:

$$S_3'' K_2^2 + 3S_3'(S_2' + S_1' / K_1)K_2 + S_2'' + 3\frac{S_2'S_1'}{K_1} + \frac{S_1''}{K_1^2} = 0. \quad (5)$$

Соотношение (5) можно интерпретировать как уравнение второго порядка для нахождения значения коэффициента усиления 2-го каскада K_2 , при котором имеют минимум нелинейные искажения 3-го порядка. При этом K_1 считается варьируемым параметром. Отсюда следует, что чем больше квадратичные члены S_1' , S_2' , S_3' , тем большие значения K_2 можно устанавливать, а следовательно, тем проще достигаются условия компенсации нелинейных искажений 3-го порядка. При снижении $|K_1|$ условия компенсации также улучшаются. Желательно, хотя и не обязательно иметь в первом каскаде $K_1 > 0$. Как видно, структура НЭ₁ – НЭ₂ – НЭ₃ без межкаскадного инвертирования оказывается более предпочтительной для компенсации составляющих вида $2\omega_2 - \omega_1$, $2\omega_1 - \omega_2$, чем структура НЭ₁ – π – НЭ₂ – НЭ₃. Поэтому с целью создания благоприятных условий компенсации в структуре ОИ – ОИ – ОИ для нейтрализации инвертирования в самих каскадах необходимо ввести дополнительное межкаскадное инвертирование фазы ОИ – π – ОИ – π – ОИ. Сказанное иллюстрирует рис. 5, на котором показана интермодуляционная составляющая $2\omega_2 - \omega_1$ на выходе 3-го каскада в зависимости от уровня входного воздействия. Здесь сплошная линия соответствует дополнительному инвертированию фазы между первым и вторым каскадом (т. е. вариант ОИ – π – ОИ – π – ОИ); пунктирная линия рассчитана без этого инвертирования (ОИ – ОИ – π – ОИ).

Отметим еще следующее. Для двухкаскадного усилителя невозможно одновременное подавление нелинейных искажений 2-го и 3-го поряд-

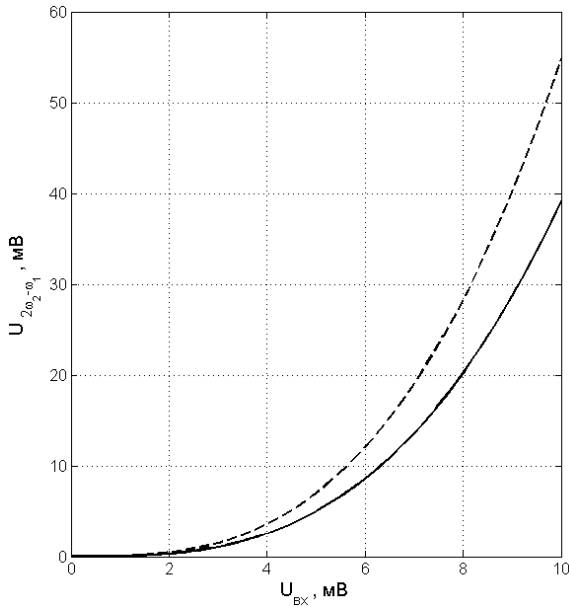


Рис. 5. Зависимость продукта интермодуляции $2\omega_2 - \omega_1$ от уровня входного воздействия ОИ - π - ОИ - π - ОИ (сплошная линия) и ОИ - ОИ - π - ОИ (пунктирная линия)

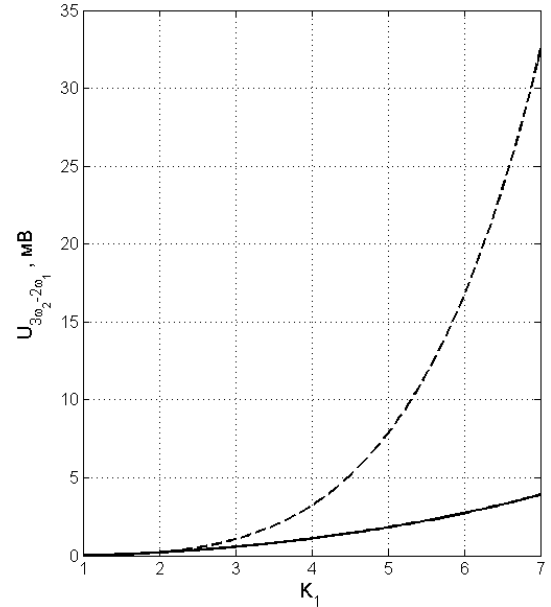


Рис. 6. Зависимость продукта интермодуляции $3\omega_2 - 2\omega_1$ от коэффициента усиления 1-го каскада в структуре ОИ - π - ОИ (сплошная линия) и ОИ - ОИ (пунктирная линия)

ков при условии одинаковых знаков S_1'' и S_2'' . Это связано с тем, что в предлагаемом подходе компенсация продуктов нелинейности 3-го порядка происходит за счет взаимодействия основных частот с продуктами нелинейности 2-го порядка. Это предполагает достаточно высокий уровень последних. Для трехкаскадного усилителя это утверждение уже не столь категорично. Если в первом и втором каскадах достаточно большие квадратичные члены S_1', S_2' , и $K_1 > 0$, а между вторым и третьим каскадами осуществить узкополосную связь, то условие компенсации

$$(S_3''K_2^2 + S_2'')K_1^2 + 3S_1'S_2'K_1 + S_1'' = 0 \quad (6)$$

хотя и трудно достижимо, но в принципе реализуемо подбором значений K_1 и K_2 . При этом для появления в (6) противофазного члена обязательно должно быть $K_1 > 0$. Хотя знак K_2 в (6) не играет роли, на его значение налагается более серьезное ограничение, чем в (5).

2. Нелинейные искажения высших порядков

Представляет интерес поведение продуктов интермодуляции порядков выше третьего при выполнении условия компенсации (2) или (4). Для этого в характеристиках НЭ необходимо рассматривать большее число членов

$$U_{вых} = K(U_{вх} + \frac{1}{2}S_1'U_{вх}^2 + \dots + \frac{S^{(m)}}{m!}U_{вх}^m).$$

Как уже отмечалось, обычно для входных усилителей наблюдается знакопереживание ко-

эффицентов ряда: а именно $S^{(m)}$ и $S^{(m+2)}$ имеют противоположные знаки. Например, $S^{(2)} > 0$, $S^{(3)} < 0$, $S^{(4)} < 0$, $S^{(5)} > 0$ и т. д. Такое знакопереживание вполне согласуется с тем, что для типичной зависимости уровня m -й гармоники от входного напряжения начальный участок представляет собой параболу m -го порядка, а затем наступает насыщение. Такой переход имеет место только в случае, если первый член в выражении для m -й гармоники

$$\frac{S^{(m)}}{2^{m-1}m!}U_0^m$$

и следующий член

$$\frac{S^{(m+2)}}{m2^{m+1}(m+2)!}U_0^{m+2}$$

имеют противоположные знаки.

Проведенные исследования показали, что в структуре ОИ - π - ОИ нелинейные искажения 3-го, 5-го, 7-го порядков ниже, чем в структуре ОИ - ОИ. В качестве примера на рис. 6 приводится зависимость нелинейной составляющей $3\omega_2 - 2\omega_1$ от коэффициента усиления 1-го каскада для вариантов ОИ - π - ОИ (сплошная линия) и ОИ - ОИ (пунктирная линия).

Таким образом, обеспечение условия (2) или (4) приводит не только к полной компенсации интермодуляции вида $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$, но и к снижению уровня интермодуляции более высоких порядков $3\omega_1 - 2\omega_2$, $3\omega_2 - 2\omega_1$, $4\omega_1 - 3\omega_2$, $4\omega_2 - 3\omega_1$, а также других нелинейных искажений нечетных порядков. Однако при этом воз-

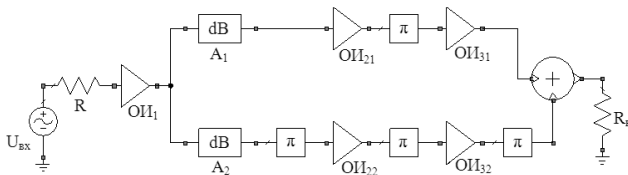


Рис. 7. Структура для одновременной компенсации нелинейных искажений 2-го и 3-го порядка

растают нелинейные искажения всех четных порядков. В последовательных структурах это неизбежно, т. к. компенсация нелинейных искажений 3-го порядка достигается за счет повышения уровня составляющих 2-го порядка. Несмотря на последнее обстоятельство, в целом имеющие место закономерности при компенсации (4) можно оценивать как положительные. Такой вывод следует из того, что составляющие нечетных порядков вида $p\omega_1 - (p-1)\omega_2$ более опасны для входных устройств по сравнению с составляющими четных порядков, т. к. последние легче отфильтровать.

В работе [3] предложен способ устранения нелинейных искажений четных порядков путем балансного включения двух последовательных структур, в каждой из которых скомпенсированы нелинейные искажения 3-го порядка. В n -каскадной структуре данный подход не приведет к полной компенсации нелинейных искажений 2-го и 3-го порядка, если включить балансным способом только два последних усилителя. Однако если обеспечить поступление сигнала в каждое из плеч в определенных, неравных пропорциях (рис. 7), то удастся полностью подавить нелинейные искажения 2-го и 3-го порядка. Структура похожа на балансное включение, но плечи не идентичны. Неравномерное деление сигнала после 1-го каскада достигается при помощи аттенюаторов A_1 и A_2 . При поиске оптимального решения можно выбрать более простой путь, когда каждое из плеч настраивается на минимум нелинейных искажений 3-го порядка в данном плече с последующим балансированием составляющих 2-го порядка из верхнего и нижнего плеч. Однако лучшие результаты достигаются при решении оптимизационной задачи в целом. Надлежащим подбором параметров аттенюаторов и коэффициентов усиления каскадов $OИ_{21}$ и $OИ_{22}$ можно получить чистый спектр на выходе предлагаемой структуры, который показан на рис. 8. Практически полное подавление интермодуляционных составляющих 2-го и 3-го порядка наблюдалось при $K_{21} = 5.4$, $K_{22} = 6.8$. С помощью аттенюаторов соотношение мощности сигнала

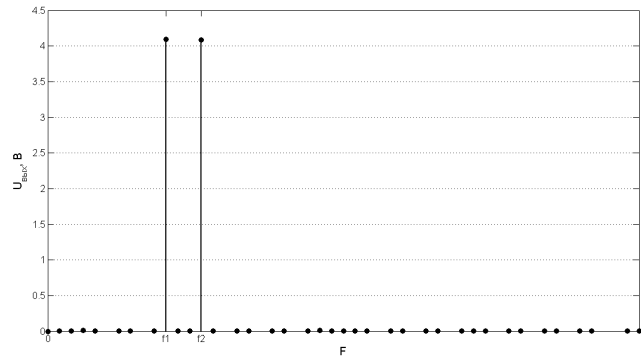


Рис. 8. Спектр сигнала на выходе многокаскадного усилителя при компенсации нелинейных искажений 2-го и 3-го порядка

между 1-м и 2-м плечом настраивалось в соотношении 0.55 : 0.45.

Заключение

Проведенные в данной работе теоретические и экспериментальные исследования убедительно свидетельствуют о том, что учет фазовых соотношений компонент в спектре сигнала на выходе каждого усилительного каскада, а также упорядочение фаз этих компонент позволяют эффективно устранять нелинейные искажения тех или иных порядков. При этом особое внимание следует обращать на фазовые соотношения компонент на выходе предпоследнего каскада.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по договору № 14. В37.21.0620.

Список литературы

1. Maas S. Nonlinear Microwave and RF circuits. Second Edition. Norwood: Artech House, 2003. 608 p.
2. Kenington P.B. High-Linearity RF Amplifier Design. Norwood: Artech House, 2000. 552 p.
3. Алгазинов Э.К., Мымрикова Н.Н., Сбитнев Ю.П. Моделирование входных устройств с линеаризованными характеристиками // Вестник Воронежского государственного университета. Сер.: Физика. Математика. 2001. № 2. С. 5–6.
4. Патент 2096909 (Российская Федерация). Линеаризованный усилитель / Сбитнев Ю.П., Мымрикова Н.Н., Золотухин П.И., Иркутский О.А.; приоритет от 12.01.1994.
5. Мымрикова Н.Н., Уткин А.М. Снижение интермодуляционных искажений в многокаскадных устройствах // Физика и технические приложения волновых процессов: IX Международная научно-техническая конференция. Челябинск, 2010. С. 82–83.

Analysis and optimization of multistage amplifier structures

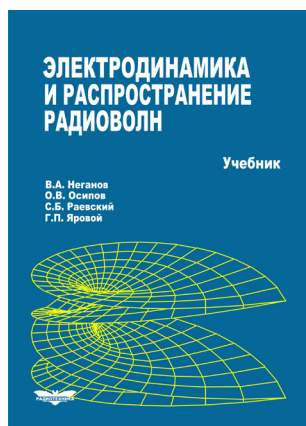
A.M. Bobreshov, N.N. Mymrikova, U.P. Sbitnev, A.M. Utkin

The method for compensation of 2-nd and 3-rd order nonlinear distortions in multistage amplifiers is considered. It is shown, that equalization of nonlinear components in multistage structures is determined by schemes of one-from-last and last cascades. Realization of multistage amplifier for reducing 2-nd and 3-rd order nonlinear distortions is proposed.

Keywords: multistage amplifiers, three-stage amplifier, field-effect transistor, nonlinear distortions, compensation, intermodulation.

Неганов, В.А.

Электродинамика и распространение радиоволн: учебник / В.А. Неганов [и др.]; под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. – Изд. 4-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2009. – 744 с.



ISBN 978-5-88070-154-4

УДК 537.87(075.3)

ББК 22.3

Н 41

Книга написана активно работающими в области электродинамики учеными. Излагаются теория электромагнитного поля с акцентом на радиотехническую электродинамику и анализ волновых процессов; рассматриваются отражение и преломление волн, излучение и дифракция; описываются основные закономерности распространения электромагнитных волн в различных безграничных средах (изотропных, анизотропных, диспергирующих, неоднородных), в направляющих и резонансных структурах, в природных условиях. Осуждаются

методы математического моделирования в электродинамике, опирающегося на применение ЭВМ.

Отличительной особенностью книги является обсуждение современных проблем электродинамики: расчет электромагнитных волн в ближних зонах излучающих структур (самосогласованный метод расчета), комплексных волн в волноведущих структурах и др.

Предназначается для студентов радиотехнических и радиофизических специальностей вузов, а также инженеров-радиотехников и радиофизиков.