

## ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ КОРРЕКТОРАМИ НА ОСНОВЕ СИГНАЛА ОГИБАЮЩЕЙ

проф. Солнцев В.А., студ. Шульга А.И.

Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ (МИЭМ НИУ ВШЭ)

*The suppression of the nonlinear distortions in amplifier using the effect of the envelope signal of the amplified HF oscillations on the amplifier parameters is analyzed. A slow (on the time scale of the HF oscillations) variation in the parameters gives rise to additional frequency components of oscillations that compensate for the nonlinear distortions of the original signal. Describes the various options to include compensating signal. Describes the criteria for the use of amplifiers with a traveling wave tube and solid state amplifiers.*

В системах связи различного назначения используются два конкурирующих типа усилителей мощности. Это вакуумные усилители (чаще всего усилители на лампе с бегущей волной) и твердотельные усилители (ТУ), которые все чаще выполняют на основе полевых транзисторов из арсенида галлия. Максимальная выходная мощность ТУ, которую удается достичь равна 30 Вт для диапазона частот 14 ГГц и 90 Вт для диапазона 6 ГГц. К тому же при увеличении выходной мощности и рабочей частоты твердотельные усилители быстро обгоняют вакуумные по весу, габаритам и стоимости. Например, вес полупроводникового усилителя с-диапазона мощностью 400 Вт в 4 раза больше по размерам, потребляет в 2 раза больше энергии и стоит в 1,5-2 раза больше, чем аналогичный вакуумный усилитель. Однако, полупроводниковый усилитель обладает важным преимуществом по сравнению с вакуумным усилителем – более линейной амплитудной характеристикой. Дело в том, что усилители мощности систем связи, как правило, работают в многочастотном режиме. Усиливаемые многочастотные сигналы могут взаимодействовать друг с другом на нелинейности амплитудной характеристики, что приводит к возникновению в выходном сигнале усилителя интермодуляционных искажений (ИМИ) или комбинационных составляющих (КС), которые препятствуют нормальной работе усилителя. Выдвигаются жесткие требования к уровню этих помех. В этом отношении ЛБВ проигрывают транзисторам, у которых амплитудная характеристика достаточно линейна при отступлении на 1-2 дБ от мощности насыщения. Для обеспечения необходимого уровня комбинационных составляющих для вакуумных усилителей выходная мощность должна быть на 3-6 дБ меньше, чем мощность насыщения.

Борьба с нелинейными искажениями сигналов в усилителях является важной задачей при решении проблемы увеличения количества передаваемой информации на единицу ширины спектра сигнала, к тому же наличие комбинационных составляющих на выходе усилителя может привести к нарушению связи в соседних каналах.

Изучению нелинейных искажений сигналов и методов их подавления в мощных усилителях сверхвысоких частот посвящено много работ, где рассматривались различные варианты коррекции нелинейных искажений. Методы коррекции основаны как на оптимизации «внутренней» структуры усилителей, в частности ламп с бегущей волной, так и на применении «внешних» корректоров в виде цепей обратной связи, устройств предискажения сигналов и др. Использование таких внешних корректоров для усиливаемого высокочастотного сигнала позволяет понизить уровень интермодуляционных искажений, увеличить динамический диапазон усилителя, однако приводит к ряду трудностей и нежелательных эффектов - возможности самовозбуждения усилителя при использовании обратной связи по ВЧ сигналу, необходимости создания ВЧ устройств предискажения, понижению коэффициента усиления, сужению частотного рабочего диапазона, понижению коэффициента полезного действия и ряду других нежелательных эффектов.

В работе [1] предложен и исследован новый метод подавления интермодуляционных искажений, основанный на использовании низкочастотной обратной связи. С помощью цепи низкочастотной обратной связи (ОС) на вход усилителя с его выхода передается комбинационная составляющая, частота которой определяется разностью частот полезных сигналов,  $\Omega = \omega_2 - \omega_1$  (рис.1). Эта составляющая может иметь существенную величину при использовании в усилителе транзистора со статической проходной характеристикой с выраженным квадратичным участком, что и обеспечивает появление в выходном токе разностной частоты. Сигнал, частота которого  $\Omega$  представляет собой разность частот полезных сигналов, примешивается к полезным сигналам на входе, т.е. на входе имеем многочастотный сигнал (частоты исходных полезных сигналов и  $\Omega$ ).

Наличие низкой частоты приводит на выходе к изменению комбинационных составляющих третьего порядка, отстоящих от полезных сигналов на  $\Omega$ . Подбором амплитуды и фазы сигнала передаваемого через ОС можно добиться подавления комбинационных составляющих.

Для исследования данного метода для полупроводникового усилителя аппроксимируем рабочую характеристику усилителя полиномом n-ой степени:  $u_{\text{вых}}(t) = a_0 + a_1 u_{\text{вх}}(t) + a_2 u_{\text{вх}}^2(t) + \dots + a_n u_{\text{вх}}^n(t)$ , где  $a_n$  - коэффициенты аппроксимации, которые при использовании ряда Тейлора имеют вид:

$$a_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n U_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}^n} \right|_{U_{\text{вх}}=U_{\text{вх}0}}, \text{ где } U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}}).$$

$U_{\text{вых}}=U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ - статическая амплитудная характеристика. Для оценки уровня полезных сигналов, комбинационных составляющих третьего порядка и возможности подавления последних достаточно кубического приближения, т.е. случая когда  $n=3$ .



Рис.1. Блок-схема усилителя с низкочастотной обратной связью для понижения уровня ИМН.

Рассмотрим, как изменится относительный уровень комбинационных составляющих на выходе усилителя с ОС при воздействии на его вход тестового двухчастотного сигнала по сравнению с усилителем без ОС. Пусть на вход усилителя подается сигнал  $U = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$ . Тогда с учётом отрицательной обратной связи получим на входе усилителя:  $U = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t) + U_{oc} \cos(\Delta\omega t + \pi)$ . После преобразования на характеристике усилителя получим выражение для амплитуды сигнала  $U_{oc}$ , передаваемого через отрицательную обратную связь и обеспечивающего полное подавление одной комбинационной составляющей третьего порядка.

$$U_{oc} = \frac{a_2 U_2 - \sqrt{a_2^2 U_2^2 - \frac{9}{4} a_3^2 U_1^2 U_2^2}}{\frac{3}{2} a_3 U_1}$$

Пусть  $U_1 = U_2$  и  $a = \frac{a_2}{a_3}$ , тогда:  $U_{oc} = \frac{2}{3} a - \frac{2}{3} \sqrt{a^2 - \frac{9U_1^2}{4a^2}}$ , имеем полное подавление комбинационных составляющих третьего порядка.

Следует отметить, что полное подавление возможно только, если обратная связь имеет адаптивный коэффициент передачи ( $\beta_{ад}$ ), который определяется следующим выражением:

$$\beta_{ад} = \frac{U_{oc}}{U_1^2 (a_2 - 3 \cdot a_3 \cdot U_{oc}) - U_{oc} (\frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot U_{oc}^2 + a_1)}$$

Рассмотрим усилитель динамическая характеристика которого имеет следующие коэффициенты аппроксимации:  $a_1=3,22$ ;  $a_2=5,84$ ;  $a_3=-24,33$ ; Для данного усилителя адаптивный коэффициент передачи показан на рис.2а, а на рис.2б показан относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка при фиксированном параметре обратной связи и при адаптивном. Рост модуля коэффициента передачи от величины входного сигнала обусловлен прежде всего линеаризацией характеристик самого усилителя, и, как следствие, уменьшением комбинационных составляющих на его выходе, в том числе и разностной комбинационной составляющей.

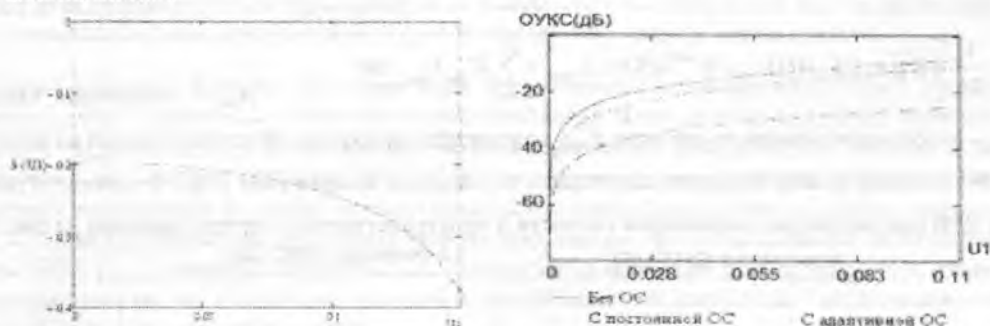


Рис.2. а) Зависимость адаптивного коэффициента передачи обратной связи от величины входного сигнала. б) Относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка от величины нормированного входного сигнала.

В случае адаптивной обратной связи нелинейные искажения могут быть уменьшены на существенную величину (до 19 дБ). При постоянном коэффициенте передачи относительный уровень комбинационных составляющих уменьшается на 4-5дБ, что соответствует известным экспериментальным данным [1].

Описанный выше метод применим к широкополосным усилителям, имеющим на выходе сигнал разностной частоты. В то же время для многих СВЧ усилителей, в частности ЭВП СВЧ, построение обратной связи на частоте огибающей трудно реализуемо или даже невозможно. Однако, метод коррекции (линеаризации) характеристик усилителя сигналом огибающей может быть применен и к усилителям, не допускающим обратную связь [2], если выделить сигнал огибающей из модулированного (многочастотного) ВЧ сигнала непосредственно на входе усилителя. В ЛБВ, например, возможно изменение нелинейных амплитудных характеристик при изменении тока электронного пучка под действием низкочастотного сигнала

огibaющей (рис.3а), в транзисторах - при изменении положения рабочей точки на статической характеристике. Далее рассмотрим применение метода коррекции сигналом огibaющей для усилителей на ЛБВ, который будем в дальнейшем называть методом «премодуляции» тока электронного пучка, а также рассмотрим влияние фазоамплитудной конверсии на данный метод.

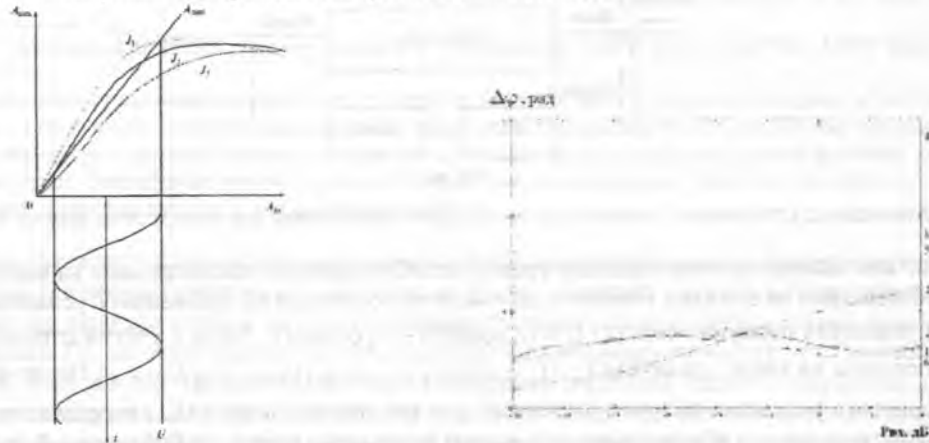


Рис. 3. а) Семейство амплитудных характеристик усилителя, зависящих от параметра  $J$  ("статические АХ") и их линейризация при изменении  $J$  под действием сигнала огibaющей (Адин - "динамическая АХ").

б) Фазоамплитудные характеристики ЛБВ (набег фазы от нормированной на насыщение входной мощности): 1-4QC=0; b=0; 2-4QC=0; b=0,5; 3-4QC=0; b=1; 4-4QC=0; b=2; 5-4QC=2,1; b=2; 6-4QC=4,5; b=1,5; 7-4QC=6,3; b=2,5.

Рассмотрим модулированный или многочастотный сигнал узкополосный сигнал с конечным числом частот  $\omega_n, n=1, 2, \dots, N$ , лежащих в узкой полосе частот  $\Delta\omega \ll \omega_n$ . Такой сигнал можно представлять как монохроматический сигнал с медленно меняющимися амплитудой и фазой, определяющими медленно меняющуюся комплексную огibaющую сигнала. В работах [3,4] предложен простой квазистационарный метод анализа нелинейного преобразования такого сигнала на амплитудной и фазоамплитудной характеристиках усилителя, взятых на «несущей» частоте в пределах интервала частот  $[\omega_{мин}, \omega_{мин} + \Delta\omega]$ . С учетом зависимости АХ и ФАХ от одного управляющего параметра  $J$  имеем для комплексного коэффициента передачи  $K$  и спектральных составляющих  $E_{nвых}$  на выходе усилителя:

$$K(|A_{вх}|, J) = \frac{A_{вых}}{A_{вх}} = \frac{|A_{вых}|}{|A_{вх}|} e^{-i(\alpha_{вых} - \alpha_{вх})} = \frac{f(|A_{вх}|, J)}{|A_{вх}|} e^{-i\varphi(|A_{вх}|, J(t))}, K_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{вх}(t)|, J) e^{m\Omega t} d(\Omega t), K(|A_{вх}(t)|, J(t)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{-in\Omega t}$$

$$E_{nвых} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{вх}(t)|, J(t)) A_{вх}(t) e^{m\Omega t} d(\Omega t), E_{nвых} = \sum_{n=1}^N K_{n-n} E_{nвх}, \text{ где}$$

$A_{вх}$  - огibaющая входного сигнала,  $A_{вых}$  - огibaющая выходного сигнала,  $E_{nвх}$  - амплитуда спектральной составляющих на входе усилителя.

АХ и ФАХ лампы можно получить с помощью одномерной модели ЛБВ [5,6]. Фазоамплитудные характеристики ЛБВ при различных параметрах скорости и пространственного заряда показаны на рис.3б.

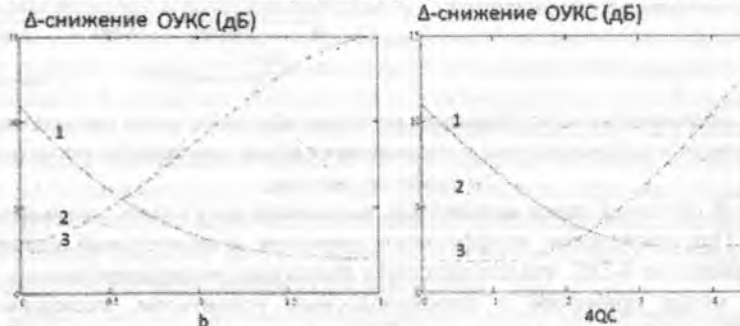


Рис.4 Снижение относительного уровня комбинационных составляющих третьего порядка(ОУКС) для метода «премодуляции» тока электронного пучка:

а) от параметра скорости при значениях параметра пространственного заряда: 1- 4QC=0; 2-4QC=2.1; 3- 4QC=4.5;

б) от параметра пространственного при значениях параметра скорости: 1- b=0; 2- b=1; 3- b=2.

Расчет при равных входных сигналах дал для выходных составляющих без использования коррекции нелинейных характеристик уровень комбинационных составляющих третьего порядка -14дБ. С использованием коррекции и без учета фазоамплитудной конверсии уровень составляет -33дБ. Рис. 4 демонстрирует возможность подавления нелинейных искажений при различной фазоамплитудной конверсии (различных ФАХ).

Проведенный анализ подавления нелинейных искажений в усилителе на ЛБВ с премодуляцией тока пучка показал значительное влияние фазоамплитудной характеристики на уровень нелинейных искажений на выходе усилителя. При использовании рассмотренного метода для получения существенного эффекта подавления необходимо проводить оптимизацию ФАХ. Метод, применяющий для линеаризации характеристик усилителя огибающую сигнала, может быть применен как к твердотельным усилителям, так и к вакуумным, при этом данный метод позволяет существенно уменьшить интермодуляционные искажения на выходе усилителя

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект №10-02-00859)*

#### Литература

1. Дутьшев И.Н. // Электрон. техн. Сер. СВЧ-техника. 2007. № 4. С. 7.
2. Солнцев В.А., Шульга А.И. // РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2012, том 57, № 2, С. 219-229
3. Малышенко В.И., Солнцев В.А. // Электронная техника, сер. I, Электроника СВЧ, 1969, №10, С. 72-80.
4. Малышенко В.И., Солнцев В.А. // Электрон. техн. Сер. I. Электроника СВЧ. 1972. № 10. С.16.
5. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А., Лекции по сверхвысокочастотной электронике, Сов. радио, 1973.
6. Малышенко В.И., Осин А.В., Солнцев В.А. // Электронная техника, сер. I, Электроника СВЧ, 1976, вып. 7, С.32

## МНОГОРЕЗОНАТОРНЫЕ НАНОИЗЛУЧАТЕЛИ

проф. Гутцайт Э.М.<sup>1</sup>, доц. Курушин А.А.<sup>1</sup>, к.т.н. Маслов В.Э.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Национальный исследовательский университет (НИУ МЭИ),  
<sup>2</sup>ООО «ЛЕДРУ»

*The possibilities of creating optical emitters using electrodynamic system, similar to a microwave resonators with a stabilized oscillation modes  $H_{011}$  providing the highest Q-factor. As the active elements is proposed to use quantum dots in the form of arrays, forming a quantum rings. We present the results of electrodynamic studies performed using the software HFSS, allowing not only to calculate the parameters Multiresonator systems, but also to demonstrate in the presentation of images pulsating electromagnetic fields emitted by quantum rings. The presented variants of emitters can be applied as to creation of effective light-emitting diode modules and color displays with high resolution, and in fiber-optical communication systems and other devices of visible and infra-red ranges of lengths of waves.*

Настоящее сообщение является развитием идей, предложенных в докладе на прошлой конференции [1], где отмечалось, что современные достижения нанотехнологии позволяют использовать богатый опыт техники СВЧ при создании электромагнитных излучателей оптического диапазона длин волн на основе резонаторных систем с квантовыми точками (КТ). В [1] были рассмотрены различные схематические варианты наноразмерных излучателей на основе четвертьволновых резонаторных систем со стабилизирующими резонаторами, а также представлены результаты анализа этих систем при использовании электродинамической программы HFSS [2]. С помощью программных средств HFSS можно не только рассчитать параметры многорезонаторных систем, но и наглядно показать в презентации пульсирующие иллюстрации электромагнитных полей, излучаемых массивами КТ.

Среди вариантов наноизлучателей, проанализированных в [1], наибольший интерес, на наш взгляд, представляет схема, показанная на рис.1.

В устройстве, изображенном на рис.1, используется четыре цилиндрических четвертьволновых резонатора при синфазных колебаниях низших видов  $H_{111}$  и стабилизирующий резонатор на основе полуволнового тоже цилиндрического резонатора с видом колебаний  $H_{01n}$  (здесь показаны силовые линии  $E$  и  $H$  вида колебаний  $H_{012}$ ). Резонаторы связаны со стабилизирующим резонатором посредством щелей связи (ЩС). Излучающим элементом является квантовое колечко (КК), представляющее собой как бы квантовую нить, свёрнутую в кольцо и расположенную в матрице (М), либо состоящее из КТ, расположенных в кольцевых канавках и показанных, например, на рис.2. Это множество идеализированных КТ известно под названием «квантовый коралл Дона Эйглера». На самом деле при самопроизвольном формировании пирамидальные КТ имеют различные размеры и располагаются с разными интервалами. Однако, при использовании подложки, содержащей кольцевые канавки, структуры, состоящие из множества КТ, сформированные по методу Странски-Крастанова [3], могут быть представлены как излучающие квантовые колечки.