

# Микроэлектроника СВЧ

Всероссийская конференция  
Санкт-Петербург. СПбГЭТУ. 4–7 июня 2012

Сборник  
трудов конференции

Том 2

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР



ROHDE & SCHWARZ

## Анализ метода линеаризации характеристик СВЧ усилителей корректорами на основе сигнала огибающей

*Дан анализ подавления нелинейных искажений в усилителе путем воздействия на его характеристики сигнала огибающей усиливаемых ВЧ колебаний. Рассмотрены различные варианты включения компенсирующего сигнала как с использованием цепей обратной связи в транзисторных усилителях, так и без таких цепей при воздействии на ток электронного пучка в лампе с бегущей волной. Проведенное обобщение квазистационарного метода анализа нелинейного преобразования сигналов позволяет рассмотреть также усиление и подавление ИМИ более сложных многочастотных сигналов, применяемых в радиосистемах.*

**Ключевые слова:** СВЧ усилитель, интермодуляционные искажения, фазоамплитудная конверсия

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. В работе [1] предложен и экспериментально 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.2). 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  $\Omega$ ).

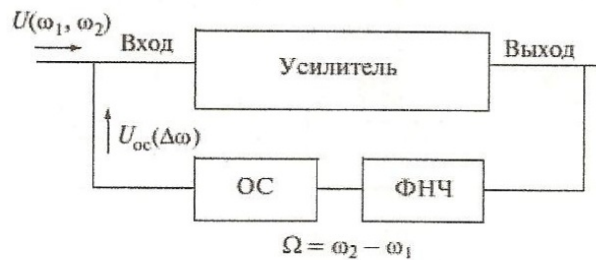


Рис.1.

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. Блок-схема усилителя с низкочастотной обратной связью для понижения уровня ИМИ показана на рис.1.

В работе [2] проведено теоретическое исследование и моделирование данного способа линеаризации с применением квазистационарного метода расчета ИМИ [3,4] при учете нелинейности только амплитудных характеристик усилителей. Здесь дано обобщение исследований на случай адаптивной обратной связи и учета нелинейных фазоамплитудных характеристик ЛБВ-усилителей.

Для полупроводникового усилителя аппроксимируем рабочую характеристику усилителя полиномом n-ой степени:

$$u_{\text{вых}}(t) = a_0 + a_1 u_{\text{вх}}(t) + a_2 u_{\text{вх}}^2(t) + \dots + a_n u_{\text{вх}}^n(t), \text{ где}$$

$a_n$ - 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  $n=3$ .

Рассмотрим как изменится относительный уровень комбинационных составляющих на выходе усилителя с ОС по сравнению с усилителем без ОС при воздействии на его вход тестового двухчастотного сигнала  $U = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$ . Тогда с учётом отрицательной обратной связи получим на входе усилителя трёхчастотный сигнал:  $U = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t) + U_{oc} \cos(\Delta \omega t + \pi)$ . 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 полное подавление комбинационных составляющих

третьего порядка получаем при  $U_{oc} = \frac{2}{3} a - \frac{2}{3} \sqrt{a^2 - \frac{9U_1^2}{4a^2}}$ . Отсюда видно, что полное подавление возможно только при адаптивной обратной связи, когда коэффициент передачи обратной связи ( $\beta_{ад}$ ) зависит от напряжения и 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.3а, а на рис.3б 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.

Зависимость адаптивного коэффициента передачи обратной связи от величины входного сигнала показано на рис.3а), а относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка от величины нормированного входного сигнала на рис.3б).

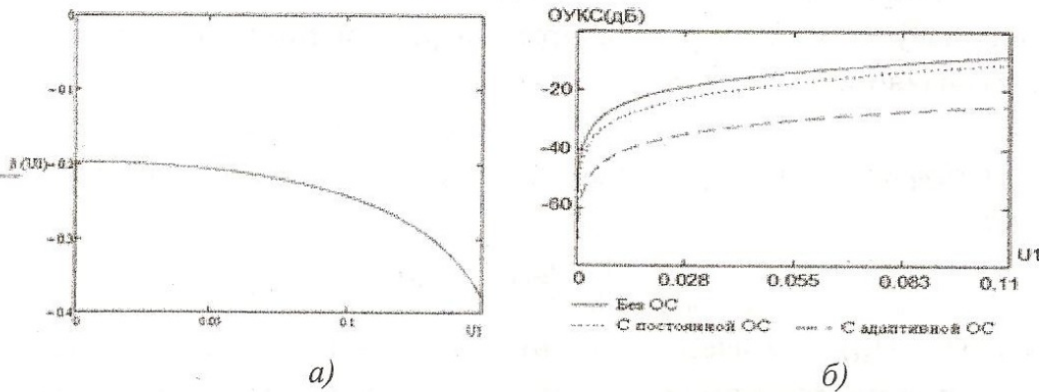


Рис.3.

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 низкочастотную 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 огибающей (рис.4а), в транзисторах - при изменении положения рабочей точки на статической характеристике. Далее рассмотрим применение метода коррекции сигналом огибающей для усилителей на ЛБВ, который будем в дальнейшем называть методом «премодуляции» тока электронного пучка, а также рассмотрим влияние фазоамплитудной конверсии на данный метод.

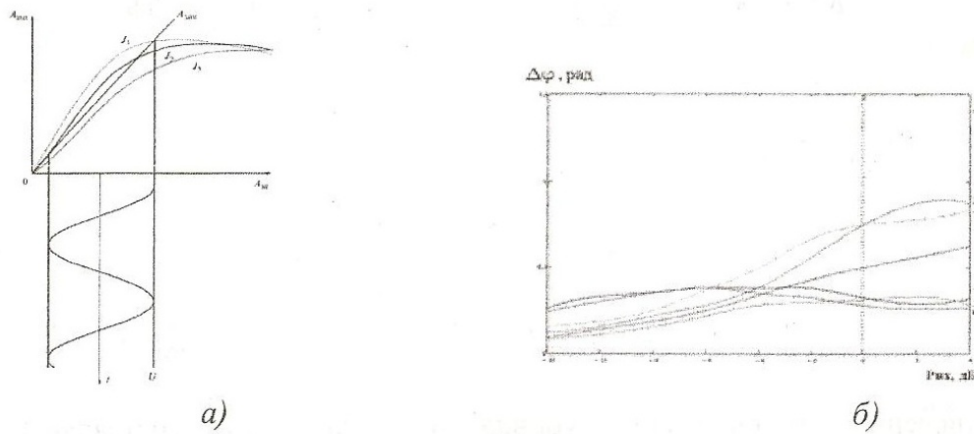


Рис.4.

На рис.4а) показано семейство амплитудных характеристик усилителя, зависящих от параметра  $J$  (“статические АХ”) и их линеаризация при изменении  $J$  под действием сигнала огибающей ( $A_{дин}$  – “динамическая АХ”), на рис.4б) - фазоамплитудные характеристики ЛБВ (набег фазы от нормированной на насыщение входной мощности) при разных параметрах скорости  $b$  и параметрах пространственного заряда  $4QC$ : 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  $\omega_n, n=1, 2, N$ , 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 огибающую сигнала. В работах [4,5] 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  $E_{пвых}$  на выходе усилителя:

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

$$E_{пвых} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{вх}(t)|, J(t)) A_{вх}(t) e^{in\Omega t} d(\Omega t), E_{пвых} = \sum_{n=1}^N K_{n-n'} E_{n'вх}, \text{ где}$$

$A_{вх}$  – огибающая входного сигнала,  $A_{пвых}$  – огибающая выходного сигнала,  $E_{пвх}$  – амплитуда спектральной составляющей 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.4б.

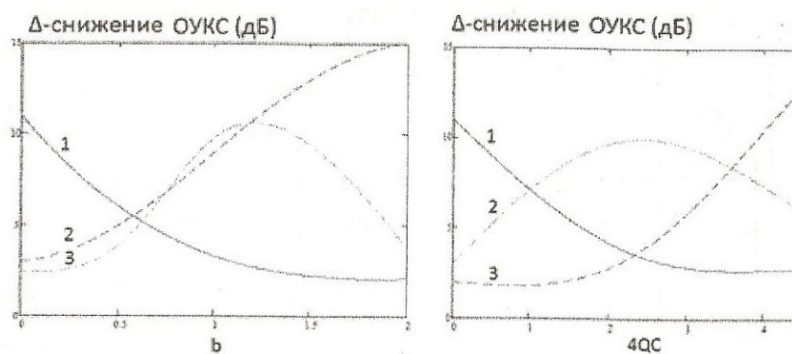


Рис.5

Снижение относительного уровня комбинационных составляющих третьего порядка (ОУКС) для метода «премодуляции» тока электронного пучка приведено на рис.5:

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. 5 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)

#### Библиографический список

1. Дутьшев И.Н., 100-ватный усилитель мощности у уменьшенным уровнем интермодуляционных искажений и защитой от пробоя при работе в двухсигнальном режиме // Электрон. техн. Сер. 1. СВЧ-техника. 2007. № 4. С. 7.
2. Солнцев В.А., Шульга А.И., Анализ подавления нелинейных искажений в усилителях сигналом огибающей // Радиотехника и электроника, 2012, том 57, № 2, С. 219-229
3. Малышенко В.И., Солнцев В.А., Нелинейный анализ двухчастотного режима работы ЛБВ при близких частотах // Электронная техника, сер. I, Электроника СВЧ, 1969, №10, С. 72-80.
4. Малышенко В.И., Солнцев В.А., Нелинейный анализ многочастотных режимов работы ЛБВ при близких частотах // Электрон. техн. сер. I. Электроника СВЧ. 1972. № 10. С.1
5. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А., Лекции по сверхвысокочастотной электронике, Сов. радио, 1973.
6. Малышенко В.И., Осин А.В., Солнцев В.А., Нелинейные фазовые искажения в ЛБВ при усилении двух сигналов близких частот, // Электронная техника, сер. I, Электроника СВЧ, 1976, вып. 7, С.32