

Анализ метода нелинейных искажений с помощью огибающей сигнала с учетом фазоамплитудной конверсии в ЛБВ

Ключевые слова: СВЧ-усилитель, квазистационарный метод, амплитудная характеристика, фазоамплитудная характеристика, интермодуляционные искажения (ИМИ), огибающая сигнала, относительный уровень комбинационных составляющих, премодуляция тока электронного пучка.

Дан анализ подавления нелинейных искажений в усилителе путем воздействия на его характеристики сигнала огибающей усиливаемых ВЧ-колебаний. Медленное в масштабе ВЧ-колебаний изменение характеристики приводит к появлению дополнительных частотных составляющих колебаний, компенсирующих нелинейные искажения исходного сигнала. Описаны различные варианты включения компенсирующего сигнала. Описаны критерии применения усилителей на лампе с бегущей волной и твердотельных усилителей. Рассмотрен способ подавления нелинейных искажений с помощью воздействия огибающей сигнала на ток электронного пучка в лампе с бегущей волной (премодуляция тока электронного пучка). Исследовано подавление нелинейных интермодуляционных искажений (ИМИ) для тестового двухчастотного сигнала, показана возможность подавления ИМИ 3-го порядка на величину до 19 дБ, что соответствует известным экспериментальным данным для транзисторного усилителя СВЧ-диапазона с обратной связью на частоте огибающей. Отдельно было рассмотрено влияние фазоамплитудной характеристики на уровень нелинейных искажений на выходе СВЧ-усилителя на лампе с бегущей волной.

Шульга А.И.,
студент кафедры Радиоэлектроника, МТУСИ

Введение

Изучению нелинейных искажений сигналов и методов их подавления в мощных усилителях сверхвысоких частот (СВЧ) 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 (ЛБВ) [1], так и на применении «внешних» корректоров в виде цепей обратной связи, устройств предыскажения сигналов и др. Использование таких внешних корректоров для усиливаемого высокочастотного сигнала позволяет понизить уровень интермодуляционных искажений, повысить мощность полезных усиливаемых сигналов, 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 предыскажения.

В работе [2] предложен и экспериментально реализован другой метод подавления ИМИ в СВЧ усилителе на полевом транзисторе, основанный на использовании обратной связи между стоком и затвором транзистора с помощью низкочастотных сигналов ИМИ второго порядка, представляющих по существу огибающую усиливаемого модулированного ВЧ сигнала. Эти низкочастотные сигналы приводят к медленному (в масштабе ВЧ сигнала) изменению во времени рабочей точки транзистора, соответствующему изменению во времени его передаточных характеристик и компенсации ВЧ ИМИ третьего порядка. Экспериментально достигнуто снижение ИМИЗ на 5-6 дБ.

Метод воздействия низкочастотным сигналом огибающей на передаточные характеристики усилителя возможен не только при использовании обратной связи, но и при непосредственном воздействии сигнала огибающей, полученным с модулятора или при детектировании входного ВЧ-сигнала, на параметры усилителя, определяющие вид его передаточных характеристик [3]. В ЛБВ например возможно изменение нелинейных амплитудных характеристик при изменении тока электронного пучка под действием низкочастотного сигнала огибающей, в транзисторах при изменении положения рабочей точки на статической характеристике.

В рамках работы [3] проведен теоретический анализ подавления нелинейных искажений с помощью воздействия низкочастотного сигнала огибающей на передаточные характеристики усилителя. Рассматривается 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 рассматривать как монохроматический сигнал с медленно меняющимися амплитудой и фазой, определяющими медленно меняющуюся комплексную огибающую сигнала. В работе [3] предложен простой квазистационарный метод анализа нелинейного преобразования такого сигнала на амплитудной и фазоамплитудной характеристиках усилителя, взятых на «несущей» частоте в пределах интервала частот $[\omega_{min}, \omega_{max} + \Delta\omega]$.

В [5] квазистационарный метод сформулирован в общем виде без использования каких-либо аппроксимаций для амплитудных и фазоамплитудных характеристик усилителя в виде полиномов или других функций. Этот метод получил развитие и применение в [1], [6-11], на основе этого метода проведены исследования настоящей работы.

Целью настоящей работы является исследование фазоамплитудных характеристик (ФАХ) ЛБВ и их влияния на уровень нелинейных искажений при использовании метода премодуляции тока электронного пучка.

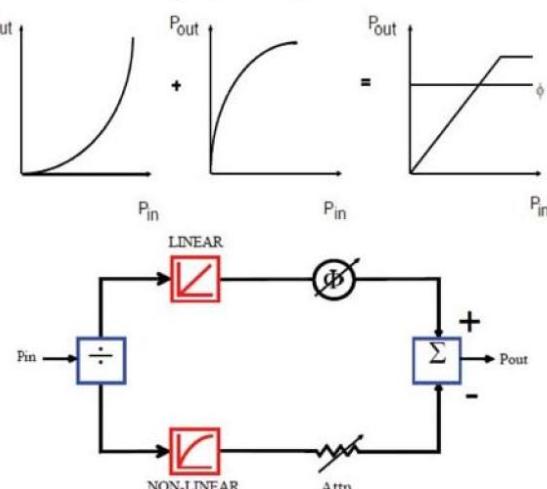


Рис. 1. Линеаризация предыскажением

Рис. 1 иллюстрирует линеаризацию предыскажением. Реализация данного метода требует двух нелинейных элементов и одного линейного, это является существенным недостатком данного метода

Особенности и критерии применения СВЧ усилителей

В системах спутниковой связи используются два конкурирующих типа усилителей мощности (УМ). Это вакумные усилители на лампах бегущей волны (ЛБВ – TWTA) и твердотельные усилители на полевых транзисторах из арсенида галлия (TTУ-SSPA). Технологии изготовления активных элементов для этих усилителей во всем противоположны друг другу.

Лампа бегущей волны – штучный товар. Она имеет сложную внутреннюю структуру: фокусирующая система, замедляющая система, катод, коллектор и т.д. Каждый элемент рассчитывается и изготавливается отдельно. Затем ведется сборка, откачка, тренировка. Подбором параметров составляющих ЛБВ элементов можно получить широкий спектр выходных характеристик и, в принципе, обеспечить все современные запросы промышленности. Например, можно добиться КПД в 70% или гарантированного срока службы более 100 000 часов. Такие ЛБВ, конечно, дороги и используются в спутниковых ретрансляторах и других специальных системах. Для наземных применений ищется компромисс между характеристиками и стоимостью ламп.

Полевой транзистор изготавливается большими партиями в едином технологическом цикле. Вместо сложной конструкции – миниатюрная пластинка полупроводника. После отбраковки из партии негодных экземпляров – длительный срок службы. Низкие напряжения питания и невысокая стоимость при массовом производстве. Его недостатки – продолжение его достоинств: в миниатюрном устройстве текут большие токи смещения и выделяется много тепла. Теплопроводность подложки низкая. В результате на одной чип-сборке удается разместить схему сложения максимум из 8 транзисторов. Лучшие результаты, близкие к теоретическому пределу, составляют 30 Вт для диапазона 14 ГГц и 90 Вт для диапазона 6 ГГц. Промышленно выпускаемые образцы обычно имеют характеристики примерно в 1,5 раза ниже. Для достижения мощностей 100 Вт и более собираются схемы сложения из модулей на базе чип-сборок. Каждый из модулей обеспечивается своей системой отвода тепла, подачи питания и схем сложения сигналов. И здесь происходит удивительная трансформация – SSPA быстро обгоняет TWTA по весу, габаритам и стоимости усилителя (рис. 2, 3). Например, SSPA С-диапазона мощностью 400 Вт в 4 раза больше по размерам, потребляет в 2 раза больше энергии и стоит в 1,5 раза дороже, чем аналогичный TWTA.

Таким образом, при необходимости использования мощностей более 200 Вт TWTA получают преимущества перед SSPA. Но одно преимущество остается за SSPA – это его амплитудная характеристика (зависимость мощности выходного сигнала от мощности входного). Дело в том, что усилители такой мощности используются для ретрансляции либо одного широкополосного сигнала, либо одновременно нескольких сигналов. Во втором случае ретранслируемые сигналы могут взаимодействовать друг с другом на нелинейности амплитудной характеристики, что приводит к возникновению в выходном сигнале усилителя сигналов интермодуляционных помех (IMR), которые препятствуют нормальной работе спутникового ретранслятора. Операторы спутниковой связи выдвигают жесткие требования к уровню этих помех. Например, по регламенту ФГУП «Космическая связь» уровень интермодуляционных искажений должен составлять не более -27 дБ от уровня полезных сигналов. В результате на земной станции приходится снижать мощность усилителя до достижения линейного участка амплитудной

характеристики. В этом отношении ЛБВ проигрывают транзисторам, у которых амплитудная характеристика достаточно линейна при отступлении на 1-2 дБ от номинальной мощности.

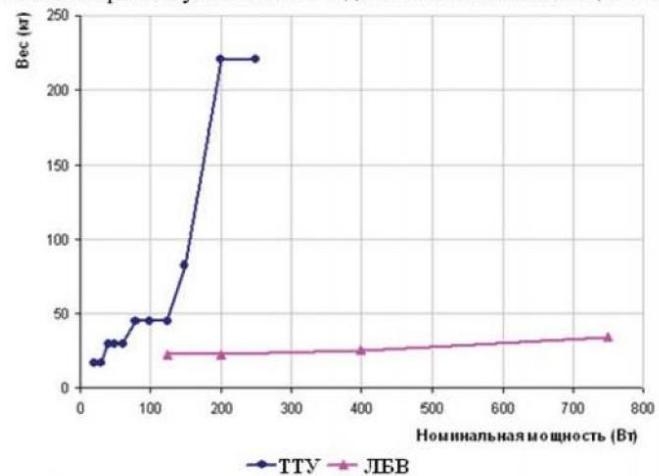


Рис. 2. Зависимость веса усилителя на ЛБВ и твердотельного усилителя от их номинальной мощности.

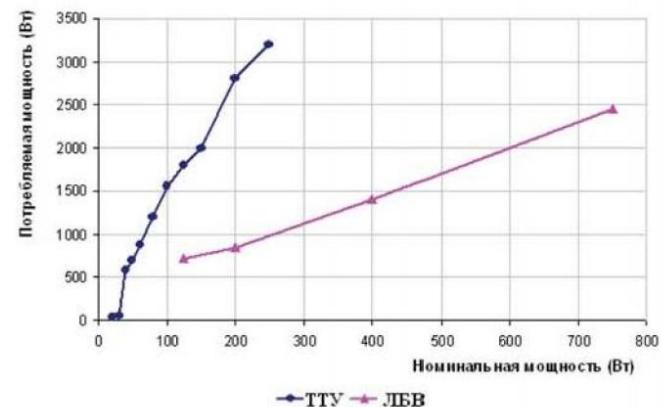


Рис. 3. Зависимость потребляемой мощности усилителя на ЛБВ и твердотельного усилителя от их номинальной мощности

Итак, полупроводниковый усилитель обладает амплитудной и фазоамплитудной характеристиками, которые позволяют получить на выходе усилителя меньший уровень нелинейных искажений, чем на выходе усилителя на ЛБВ. В тоже время при увеличении выходной мощности и рабочей частоты применение полупроводниковых усилителей становится затруднительным и экономически не целесообразным. Поэтому линеаризация характеристик усилителя на ЛБВ является необходимой и широко применяемой. На относительный уровень нелинейных искажений на выходе усилителя ЛБВ влияет не только АХ, но и ФАХ. В настоящей работе исследуется влияние ФАХ на уровень нелинейных искажений (конверсия).

Общие соотношения квазистационарного метода анализа нелинейного преобразования сигналов

Рассмотрим многочастотный сигнал, включающий N частот ω_n , лежащих в интервале $\Delta\omega \ll \omega$, который может быть описан выражением:

$$E(t) = \operatorname{Re} \sum_{n=1}^N E_n e^{-i\omega_n t}, \quad (1)$$

где $E_n = |E_n| e^{-i\alpha_n}$ – комплексная амплитуда n -ой составляющей.

Вводя произвольную опорную частоту ω_0 , выделим комплексную амплитуду многочастотного сигнала $A(t)$ (огибающую):

$$E(t) = \operatorname{Re} A(t) e^{-i\omega_0 t}, \quad (2)$$

где

$$A(t) = \sum_{n=1}^N |E_n| e^{-i[(\omega_n - \omega_0)t + \alpha_n]} = |A(t)| \cdot e^{-i\alpha}, \quad (3)$$

причем модуль и фаза огибающей определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} |A(t)| &= \sqrt{\sum_{n=1}^N |E_n|^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{n'=n+1}^N |E_n| \cdot |E_{n'}| \cdot \cos[(\omega_n - \omega_{n'})t + \varphi_n(t) - \varphi_{n'}(t)]}, \\ \alpha &= \arctg \frac{\sum_{n=1}^N |E_n| \sin[(\omega_n - \omega_0)t + \alpha_n]}{\sum_{n=1}^N |E_n| \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \alpha_n]} \end{aligned} \quad (4)$$

Из формул (4) и (5) нетрудно видеть, что огибающая является медленно меняющейся функцией времени - скорость её изменения характеризуется частотой $\Delta\omega$.

Рассматривая сигналы с эквидистантным спектром, частоты всех составляющих можно представить в виде:

$$\omega_n = \omega_1 + (n-1)\Omega \quad (6)$$

При этом амплитуда огибающей периодически меняется во времени с периодом $\frac{2\pi}{\Omega}$.

Положим

$$\omega_0 = \omega_1 - \Omega \quad (7)$$

Тогда имеем

$$A(t) = \sum_{n=1}^N |E_n| e^{-i[n\Omega t + \alpha_n]} \quad (8)$$

и получаем следующее выражение для комплексных амплитуд составляющих сигнала через огибающую $A(t)$:

$$E_n = |E_n| e^{-i\alpha_n} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A(t) e^{in\Omega t} d(\Omega t). \quad (9)$$

Нелинейное преобразование сигнала в усилителе определяются амплитудной (AX) и фазоамплитудной (ФАХ) характеристиками:

$$|A_{\text{ax}}| = f(|A_{\text{ex}}|), \quad (10)$$

$$\alpha_{\text{ax}} = \alpha_{\text{ex}} + \varphi(|A_{\text{ex}}|), \quad (11)$$

которые определяются экспериментально или теоретически для гармонического сигнала заданной частоты ω в зависимости от его амплитуды на входе $|A_{\text{ex}}|$. В общем случае для учета частотных свойств усилителя надо применять более общие функциональные модели, например метод мгновенной частоты [11], ряды Вольтерра для огибающей сигнала (аналитического сигнала) [12]. Однако для рассматриваемых здесь достаточно узкополосных сигналов с шириной полосы частот $\Delta\omega \ll \omega$ можно использовать характеристики (10),(11) на одной из частот спектра сигнала. Анализ нелинейного преобразования многочастотного узкополосного сигнала существенно упрощается, если вместо AX и ФАХ в виде (10),(11) использовать согласно [5] нелинейный комплексный коэффициент передачи. Запишем его в виде:

$$K(|A_{\text{ex}}|) = \frac{A_{\text{ax}}}{A_{\text{ex}}} = \frac{|A_{\text{ax}}|}{|A_{\text{ex}}|} e^{-i(a_{\text{ex}} - a_{\text{ax}})} = \frac{f(|A_{\text{ex}}|)}{|A_{\text{ex}}|} e^{-i\varphi(|A_{\text{ex}}|)} \quad (12)$$

Спектральные составляющие сигнала на выходе усилителя можно вычислить по формуле (9), если в качестве подынтегральной функции использовать огибающую сигнала. Учитывая соотношения (10)-(12), получаем на выходе усилителя:

$$E_{\text{новых}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(|A_{\text{ex}}(t)|) e^{-[\varphi(|A_{\text{ex}}(t)|) - n\Omega t + \alpha_{\text{ex}}]} d(\Omega t) \quad (13)$$

или

$$E_{\text{новых}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{ex}}(t)|) A_{\text{ex}}(t) e^{in\Omega t} d(\Omega t). \quad (14)$$

Подставляя в последнее выражение огибающую входного сигнала в виде (8), получаем:

$$E_{\text{новых}} = \sum_{n=1}^N K_{n-n'} E_{n' \text{ax}}, \quad (15)$$

где

$$K_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{ex}}(t)|) e^{in\Omega t} d(\Omega t) \quad (16)$$

- комплексная амплитуда Фурье коэффициента передачи К:

$$K(|A_{\text{ex}}(t)|) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{-in\Omega t}. \quad (17)$$

Формула (15) показывает, что амплитуды K_n определяют перекрестное влияние всех составляющих сигнала и таким образом полностью определяют работу усилителя в многочастотном режиме для рассматриваемого класса сигналов. Она без труда обобщается на сигналы огибающей с непрерывным спектром при переходе в (15) от суммы к интегралу по частотам. Вычисление амплитуд Фурье коэффициента передачи по формуле (16) можно осуществить путем численного интегрирования, что позволяет исследовать нелинейные искажения узкополосных сигналов в усилителе с АХ и ФАХ, задаваемых таблично или функциями любой сложности. Часто используются также аппроксимации этих функций полиномами [1], функциями Бесселя [13] или иными простыми функциями, что позволяет исследовать общие закономерности и получить аналитические зависимости.

Подавление нелинейных искажений в СВЧ усилителях на ЛБВ с помощью сигнала огибающей

Учтем зависимость АХ и ФАХ усилителя от его параметров, которые могут медленно изменяться во времени воздействием меняющейся амплитуды входного сигнала $|A_{\text{ex}}|$. На использовании этой зависимости основан исследуемый здесь метод подавления нелинейных искажений в усилителе.

С учетом зависимости АХ и ФАХ от одного управляющего параметра J имеем согласно (12)-(17)

$$K(|A_{\text{ex}}|, J) = \frac{A_{\text{ax}}}{A_{\text{ex}}} = \frac{|A_{\text{ax}}|}{|A_{\text{ex}}|} e^{-i(\alpha_{\text{ex}} - a_{\text{ex}})} = \frac{f(|A_{\text{ex}}|, J)}{|A_{\text{ex}}|} e^{-i\varphi(|A_{\text{ex}}|, J)} \quad (18)$$

$$E_{\text{новых}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{ex}}(t)|, J(t)) A_{\text{ex}}(t) e^{in\Omega t} d(\Omega t). \quad (19)$$

$$E_{\text{новых}} = \sum_{n=1}^N K_{n-n'} E_{n' \text{ax}}, \quad (20)$$

$$K_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{ex}}(t)|, J(t)) e^{in\Omega t} d(\Omega t) \quad (21)$$

$$K(|A_{\text{ex}}(t)|, J(t)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n e^{-in\Omega t}. \quad (22)$$

где параметр $J(t) = J[A_{\text{ex}}(t)]$, меняется во времени в зависимости от амплитуды входного сигнала. Выбором этой зависимости можно уменьшить амплитуды Фурье K_n комплексного коэффициента передачи и тем самым перекрестное влияние частотных составляющих сигнала, определяющее линейность АХ и величину ИМИ.

Качественно это показано на рис. 4, где представлено семейство АХ усилителя, зависящих от параметра J . Если с изменением $|A_{\text{ex}}(t)|$ переходить с одной АХ на другую, меняя соответственно параметр J , то можно в определенных пределах линеаризовать «динамическую» АХ усилителя.

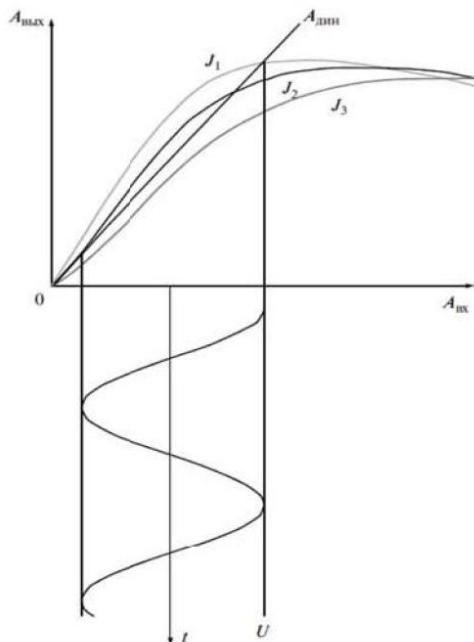


Рис. 4. Семейство амплитудных характеристик усилителя, зависящих от параметра J ("стatische AX") и их линеаризация при изменении J под действием сигнала огибающей (Адин — "динамическая AX")

Принцип линеаризации характеристик усилителя на ЛБВ с помощью низкочастотного сигнала огибающей заключается в том, что при подаче на фокусирующий электрод или первый анод напряжения U , пропорционального A_{bx} , будет изменяться ток электронного пучка и каждому A_{bx} будет соответствовать «статическая» амплитудная характеристика, определяемая величиной тока электронного пучка в данный момент. В результате при изменении A_{bx} и тока электронного пучка получим «динамическую» амплитудную характеристику, которая при соответствующем выборе фазы сигнала огибающей A_{bx} будет ближе к линейной, чем исходные статические характеристики.

Для количественной оценки уровня нелинейных искажений и степени их подавления применяется квазистационарный метод анализа нелинейных преобразований сигнала, основы которого были рассмотрены ранее, и обобщенный выше соотношениями (18-22) на случай медленного изменения коэффициента передачи.

Для спектральных составляющих сигнала на выходе Е_{вых} усилителя имеем соотношения (15) или (20), в которых однако амплитуды Фурье будут разными для коэффициента передачи, независящего или зависящего от тока электронного пучка.

Подавление нелинейных искажений сигнала в ЛБВ методом «премодуляции» тока при учете фазоамплитудных характеристик

Для получения амплитудных и фазоамплитудных характеристик ЛБВ можно воспользоваться уравнениями одномерной модели лампы, записанными в виде [16]:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial^2 u}{\partial \zeta^2} &= \left(1 + \varepsilon \frac{\partial u}{\partial \zeta}\right)^3 \left[\operatorname{Re} \sum_n F_n(\zeta) e^{-im\zeta} + \Im \right] \\ \frac{dF_n}{d\zeta} - in\zeta F_n &= -\chi_n I_n, \quad I_n(\zeta) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{im(\zeta, u_0)} du_0 \\ \Im &= \operatorname{Im} \sum_{n=1}^{\infty} n \sigma_n^2 I_n(\zeta) e^{-im\zeta}, \quad \chi_n = \frac{R_{s,n}}{R_{s,1}}, \quad \chi_1 = 1 \\ h_e &= \frac{\omega}{v_e}, \quad \zeta = \varepsilon h_e z \end{aligned} \quad (23)$$

где u -фаза электрона, $\varepsilon=c$ — параметр усиления, F_n — комплексная безразмерная амплитуда поля n -ой гармоники, ζ — безразмерная координата вдоль лампы, $\xi = b$ — параметр скорости χ_n — отношение сопротивления связи n -ой гармоники к сопротивлению связи первой гармоники, I_n — ток n -ой гармоники, $\sigma^2 = 4QC$ — параметр пространственного заряда, h_e — электронное волновое число, v_e — скорость электрона, z — продольная координата.

Амплитудные и фазоамплитудные характеристики могут быть получены экспериментальным путем, в частности на рис. 5 приведены экспериментальные амплитудные характеристики при различных токах электронного пучка.

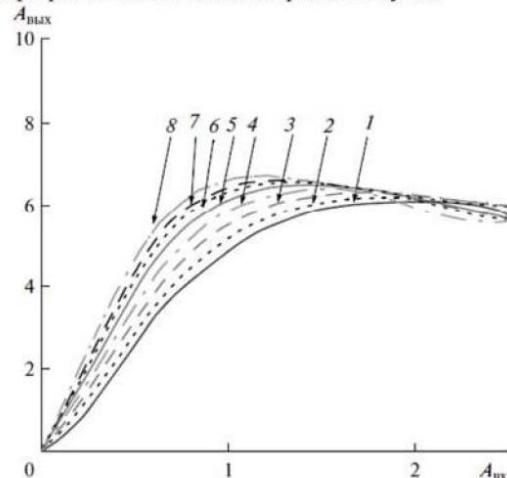


Рис. 5. Зависимость экспериментальных амплитудных характеристик ЛБВ от тока электронного пучка и соответствующих ему напряжений фокусирующего электрода (J/U_f) [mA/B]: 66.5/-38 (кривая 1); 68/-34 (2); 70/-30 (3); 72/-25 (4); 74/-22 (5); 75.5/-20 (6); 76.5/-19 (7); 78/-16 (8)

Для расчета относительного уровня комбинационных составляющих использовались как экспериментальные данные, так и теоретические расчеты, которые впрочем совпадают с экспериментом. На рис. 6 показаны фазоамплитудные характеристики, которые были получены в результате расчетов по одномерной теории ЛБВ и которые полностью коррелируют с результатами, представленными в работе [7] для различных параметров скорости b и пространственного заряда $4QC$. Параметр усиления был взят равным $c=0.1$. Расчет проводился для $0 < b < 3$ и $0 < 4QC < 6.5$. В целях построения характеристик с достаточно большой точностью брали 24 значения безразмерных входных амплитуд сигнала F_{bx} в пределах $0.003 < |F_{bx}| < 0.072$ с шагом 0.003. При построении ФАХ началом отсчета служила выходная фаза малого сигнала при $|F_{bx}| = 10^{-6}$. Во всех случаях безразмерная длина выбиралась таким образом, что насыщению соответствовал входной сигнал амплитуды $|F_{bx}| = 0.042$.

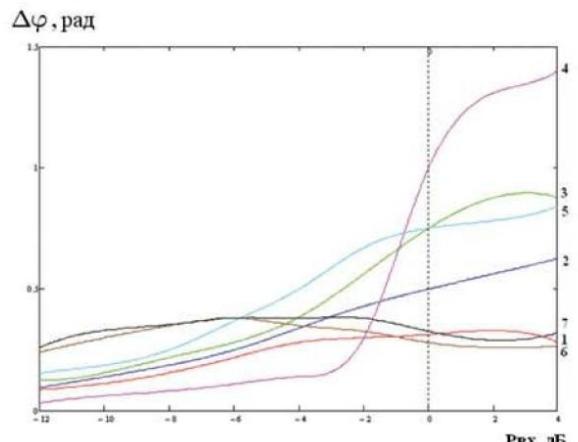


Рис. 6. Фазоамплитудные характеристики ЛБВ

Рассмотрим использование премодуляции тока пучка напряжением U_ϕ , пропорциональному модулю огибающей $|A_{ex}(t)|$ входного $2x$ частотного сигнала $E_{ex}(t) = E_1 \cos(\omega_1 t) + E_2 \cos(\omega_2 t)$:

$$|A(t)| = \sqrt{|E_1|^2 + |E_2|^2 + 2|E_1||E_2|\cos\Omega t}, \\ U_\phi \sim |A(t)|.$$

На данном этапе пользуемся только амплитудными характеристиками, пренебрегая фазоамплитудными. При постоянном токе электронного пучка коэффициент передачи зависит только от $|A(t)|$ и при токе $J = 74\text{mA}$ (рис. 5) амплитуды Фурье коэффициента передачи имеют следующие значения:

$$K_0 = 6,558; K_{-1} = -0,584; K_1 = -0,584; K_{-2} = -0,139; K_2 = -0,139.$$

При изменении тока пучка коэффициент передачи зависит также от его величины, которая изменяется во времени с частотой огибающей Ω . Амплитуды Фурье коэффициента передачи в данном случае имеют следующие значения:

$$K_0 = 5,587; K_{-1} = 0,502; K_1 = 0,502; K_{-2} = -0,637; K_2 = -0,637.$$

Абсолютные значения полезных сигналов и комбинационных составляющих 3-его порядка согласно (15), (26) определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} E_{\text{вых}}\omega_1 &= K_0 E_{\text{вх}}x_1 + K_{-1} E_{\text{вх}}x_2, \\ E_{\text{вых}}\omega_2 &= K_1 E_{\text{вх}}x_1 + K_0 E_{\text{вх}}x_2, \\ E_{\text{вых}}(2\omega_1 - \omega_2) &= K_{-1} E_{\text{вх}}x_1 + K_{-2} E_{\text{вх}}x_2, \\ E_{\text{вых}}(2\omega_2 - \omega_1) &= K_2 E_{\text{вх}}x_1 + K_1 E_{\text{вх}}x_2. \end{aligned}$$

Расчет по этим формулам при равных входных сигналах дал для выходных составляющих без использования коррекции нелинейных характеристик уровень комбинационных составляющих третьего порядка (-14) дБ. С использованием коррекции уровень составляет (-33) дБ.

Это объясняется большей линейностью «динамической» амплитудной характеристики усилителя (с премодуляцией тока пучка) по сравнению со «статической» амплитудной характеристикой усилителя (без премодуляции тока пучка). Можно утверждать, что предложенный способ позволяет уменьшить нелинейные искажения третьего порядка на величину ~19 дБ и расширить динамический диапазон в 1,7 раза.

Учтем теперь фазоамплитудную характеристику и проследим зависимость уровня комбинационных составляющих третьего порядка от параметров пространственного заряда и скорости.

Таблица 1 показывает на какую величину понижается относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка (ОУКС3) при различных параметрах скорости и пространственного заряда при применении метода «премодуляции» тока электронного пучка.

Таблица 1

Номер на рисунке	4QC	b	Δ-снижение ОУКС (дБ)
1	0	0	11
2	0	0,5	6
3	0	1,0	3
4	0	2,0	2,1
5	2,1	2,0	3
6	4,5	1,5	10
7	6,3	2,5	10,3

На рис. 7 показано на какую величину понижается относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка в зависимости от параметра скорости, а на рис. 8 в зависимости от параметра пространственного заряда.

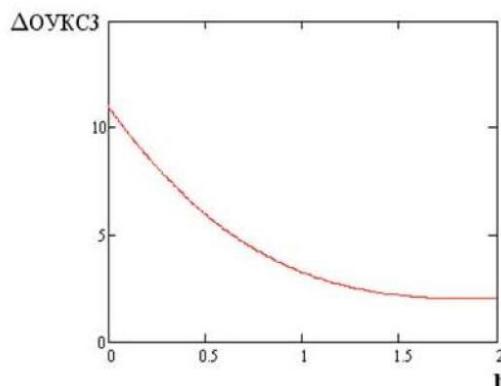


Рис. 7. Изменение ОУКС3 от параметра скорости b при 4QC=0

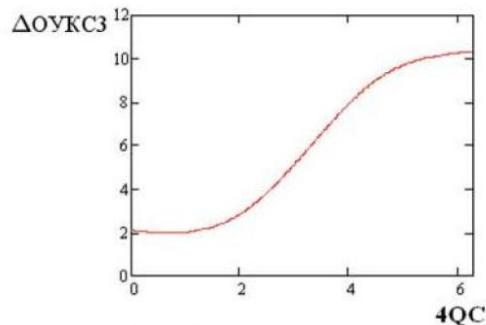


Рис. 8. Изменение ОУКС3 от параметра пространственного заряда 4QC при b=0

Заключение

Проведенный анализ подавления нелинейных искажений в усилителе на ЛВБ 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 расчеты по оптимизации ФАХ. Проведенное обобщение квазистационарного метода анализа нелинейного преобразования сигналов позволяет рассмотреть также усиление и подавление ИМИ более сложных многочастотных сигналов, применяемых в радиосистемах.

Автор выражает признательность Солнцеву В.А. за постановку задачи и обсуждение результатов.

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

Литература

1. Кац А.М., Кудряшов В.П., Трубецков Д.И. Сигнал в лампах с бегущей волной. – Саратов: СГУ, 1984. – Ч.1.
2. Дутышев И.Н. // Электрон. техн. Сер.1.СВЧ-техника, 2007. – №4. – С. 7.
3. Солнцев В.А., Шульга А.И. // Радиотехника и электроника, 2012. – Т.57. – №2.

4. Малышенко В.И., Солицев В.А. // Электрон. техн. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1969. – №10. – С. 72.
5. Малышенко В.И., Солицев В.А. // Электрон. техн. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1972. – №10. – С.16.
6. Гольдин С.М. // Радиотехника, 1971. – №11. – С.42.
7. Малышенко В.И., Осин А.В., Солицев В.А. // Электрон. техн. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1976. – №7. – С.32.
8. Зайцева Н.П., Ильина Е.М., Панченко Л.В. // Электрон. техн. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1976. – №12. – С. 110.
9. Комаров Н.В., Солицев В.А. // Электрон. техн. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1978. – №10. – С. 20.
10. Андреевская Т.М., Солицев В.А. // Электрон. техн. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1990. – №4. – С. 64.
11. Комаров Н.В., Солицев В.А. // Тез. докл. 3-й Всесоюз. науч. сессии, посвященной Дню радио. – М., 1978. – С. 89.
12. Солицев В.А. // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике (6-я зимняя школа-семинар инженеров). – Саратов: СГУ, 1983. – Кн. 1. – С. 150.
13. Нефедов В.И., Самохина Е.В. Квазистатические методы исследования нелинейных СВЧ-устройств с использованием функций Бесселя // Материалы международной научно-практической конференции "Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения". INTERMATIC. – М.: МИРЭА, 2003. – С. 176.
14. Андреевская Т.М., Солицев В.А. // Электрон. техн. Сер. СВЧ-техника. – №1, 1997. – С. 56.
15. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Сов. радио, 1971. – Радиотехника и электроника. – Т.57. – №2, 2012.
16. Вайнштейн Л.А., Солицев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. – М.: Сов. радио, 1973.

The analysis method of nonlinear distortion using a envelop signal to light distortion given the phase conversion in TWT

Shulga A.I., MTUCI

Abstract

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. Several variants to employ the compensating signal using the feedback circuits in the transistor amplifiers and variations in the electron beam current in TWT (modulation beam current) in the absence of such circuits are considered. The suppression of the nonlinear intermodulation distortions (IMDs) of the test two frequency signal is studied for the above variants and the suppression of the third order IMD to 19 dB corresponds to the known experimental data on the microwave transistor amplifier feedback on the frequency of the envelope. Separately, it was the influence on the level of performance fazoamplitudnoy distortion at the output of the microwave amplifier with a traveling wave tube.

Keywords: Microwave amplifier, quasistationary method, amplitude response, phase amplitude response, intermodulation distortions (IMD), signal envelope, relative level of intermodulation distortions, premodulation of the electron beam current.