

УДК 621.385.632

АНАЛИЗ ПОДАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЯХ СИГНАЛОМ ОГИБАЮЩЕЙ

© 2012 г. В. А. Солнцев, А. И. Шульга

Дан анализ подавления нелинейных искажений в усилителе путем воздействия на его характеристики сигнала огибающей усиливаемых ВЧ-колебаний. Медленное в масштабе ВЧ-колебаний изменение характеристик приводит к появлению дополнительных частотных составляющих колебаний, компенсирующих нелинейные искажения исходного сигнала. 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. Исследовано подавление нелинейных интермодуляционных искажений (ИМИ) для тестового двухчастотного сигнала в этих вариантах, показана возможность подавления ИМИ третьего порядка на 6...19 дБ, что соответствует известным экспериментальным данным для транзисторного усилителя СВЧ-диапазона. Проведенное обобщение квазистационарного метода анализа нелинейного преобразования сигналов позволяет рассмотреть также усиление и подавление ИМИ более сложных многочастотных сигналов, применяемых в радиосистемах.

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 предискажения 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 предискажения. В работе [2] предложен и экспериментально реализован другой метод подавления интермодуляционных искажений (ИМИ) в СВЧ-усилителе на полевом транзисторе, который основан на использовании обратной связи между стоком и затвором транзистора с помощью низкочастотных сигналов нелинейных искажений 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 до-

стигнуто снижение нелинейных искажений третьего порядка на 5...6 дБ.

Метод коррекции низкочастотным сигналом огибающей передаточных характеристик 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. 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 данной работе проведен теоретический анализ подавления нелинейных искажений с помощью воздействия низкочастотного сигнала огибающей на передаточные характеристики усилителя. Рассматривается модулированный или многочастотный узкополосный сигнал с конечным числом частот ω_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 $[\omega_{\min}, \omega_{\min} + \Delta\omega]$. В [4] квазистационарный метод сформулирован в общем виде без использования каких-либо аппрок-

симаций для амплитудных и фазоамплитудных характеристик усилителя в виде полиномов или других функций. Этот метод получил развитие и применение [1, 5–10] и на его основе выполнены исследования в данной работе.

1. 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

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

где $E_n = |E_n| \exp\{-i\alpha_n\}$ – комплексная амплитуда n -й составляющей.

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

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

где

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

причем модуль и фаза огibaющей определяются соотношениями

$$|A(t)| = \sqrt{\sum_{n=1}^N |E_n|^2 + 2 \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{n'=n+1}^N |E_n| |E_{n'}| \cos[(\omega_n - \omega_{n'})t + \varphi_n(t) - \varphi_{n'}(t)]}, \quad (4)$$

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\sum_{n=1}^N |E_n| \sin[(\omega_n - \omega_0)t + \alpha_n]}{\sum_{n=1}^N |E_n| \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \alpha_n]}. \quad (5)$$

Из формул (4) и (5) нетрудно видеть, что огibaющая является медленно меняющейся функцией времени – скорость ее 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 огibaющей периодически меняется во времени с периодом $2\pi/\Omega$. Положим

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

Тогда имеем

$$A(t) = \sum_{n=1}^N |E_n| \exp(-in\Omega t + \alpha_n) \quad (8)$$

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

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

Нелинейное преобразование сигнала в усилителе определяется амплитудной (АХ) и фазоамплитудной (ФАХ) характеристиками:

$$|A_{\text{ВЫХ}}| = f(|A_{\text{ВХ}}|), \quad (10)$$

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

которые могут быть получены экспериментально или теоретически для гармонического сигнала заданной частоты ω в зависимости от его амплитуды на входе $|A_{\text{ВХ}}|$. В общем случае для учета частотных свойств усилителя надо применять более общие функциональные модели, например, метод мгновенной частоты [10], ряды Вольтерра для огibaющей сигнала (аналитического сигнала) [11]. Однако для рассматриваемых здесь достаточно узкополосных сигналов, ширина полосы частот которых $\Delta\omega \ll \omega$, можно использовать характеристики (10), (11) на одной из частот спектра сигнала.

Анализ нелинейного преобразования многочастотного узкополосного сигнала существенно упрощается, если вместо АХ и ФАХ в виде (10), (11) использовать согласно [4] нелинейный комплексный коэффициент передачи. Запишем его в виде

$$K(|A_{\text{ВХ}}|) = \frac{A_{\text{ВЫХ}}}{A_{\text{ВХ}}} = \frac{|A_{\text{ВЫХ}}|}{|A_{\text{ВХ}}|} \exp[-i(\alpha_{\text{ВЫХ}} - \alpha_{\text{ВХ}})] = \frac{f(|A_{\text{ВХ}}|)}{|A_{\text{ВХ}}|} \exp[-i\varphi(|A_{\text{ВХ}}|)]. \quad (12)$$

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

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

или

$$E_{n\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{ВХ}}(t)|) A_{\text{ВХ}}(t) \exp(in\Omega t) d(\Omega t). \quad (14)$$

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

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

где

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

– комплексная амплитуда Фурье коэффициента передачи K

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

Из формулы (15) следует, что амплитуды K_n обуславливают перекрестное влияние всех составляющих сигнала и таким образом полностью определяют работу усилителя в многочастотном режиме для рассматриваемого класса сигналов. Эту формулу без труда можно обобщить на сигналы огибающей с непрерывным спектром при переходе от суммы к интегралу по частотам. Амплитуды Фурье коэффициента передачи можно вычислить по формуле (16) 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 [12] или иными простыми функциями, что позволяет исследовать общие закономерности и получить аналитические зависимости.

2. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ С КУБИЧЕСКОЙ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Из нелинейной теории ЛБВ и других электровакуумных приборов СВЧ известно, что их амплитудную характеристику можно представить в виде ряда по нечетным степеням амплитуды входного сигнала, а фазоамплитудную – в виде ряда по четным степеням. То же самое получается и для транзисторов при воздействии на них входным узкополосным многочастотным сигналом. Если представить их статическую вольт-амперную характеристику около рабочей точки рядом Тейлора со всеми (четными и нечетными) степенями, то вклад в комбинационные составляющие выходного сигнала на частотах вблизи частот входного сигнала дадут только нечетные степени разложения и амплитудная характеристика будет представлена только нечетными степенями.

Ограничимся кубической АХ, пренебрегая нелинейностью ФАХ:

$$|A_{\text{ВЫХ}}| = a_1 |A_{\text{ВХ}}| + a_3 |A_{\text{ВХ}}|^3, \quad (18)$$

где $a_1 > 0$, $a_3 < 0$. Получим максимальное значение амплитуды

$$|A_{\text{ВЫХ.МАКС}}| = \frac{2}{3} a_1 \sqrt{\frac{1}{3} \frac{a_1}{|a_3|}}, \quad \text{при} \quad |A_{\text{ВХ.НАС}}| = \sqrt{\frac{1}{3} \frac{a_1}{|a_3|}}. \quad (19)$$

В нормированных переменных $Y = A_{\text{ВЫХ}}/A_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, $X = A_{\text{ВХ}}/A_{\text{ВХ.НАС}}$, эта характеристика имеет вид [13]

$$Y = 1.5X - 0.5X^3. \quad (20)$$

Для оценки уровня нелинейных искажений рассмотрим воздействие на усилитель тестового двухчастотного сигнала. Для такого сигнала изменение разности фаз частотных составляющих не приводит к изменению формы огибающей $|A_{\text{ВХ}}(t)|$, а только к сдвигу ее начальной фазы, что не влияет на уровень нелинейных искажений. Поэтому, полагая

$$E_{\text{ВХ}}(t) = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$$

и проводя соответствующие вычисления для кубической АХ (18), получим при $E_1 = E_2$ следующие величины составляющих сигнала на выходе усилителя:

$$\begin{aligned} E_{\omega_1} = E_{\omega_2} &= a_1 E_1 + 3a_3 E_1^3, \\ E_{2\omega_1 - \omega_2} &= E_{2\omega_2 - \omega_1} = a_3 E_1^3. \end{aligned} \quad (21)$$

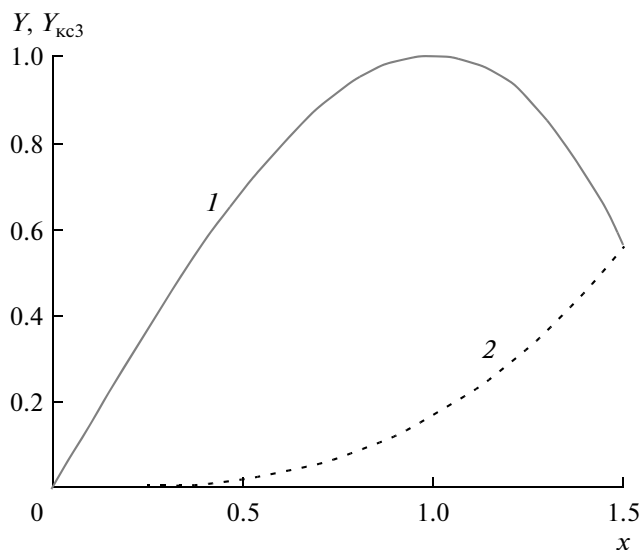


Рис. 1. Нормированные амплитудные характеристики усилителя при двухчастотном входном сигнале: кривая 1 – для основных частотных составляющих сигнала Y ; кривая 2 – для комбинационных составляющих третьего порядка $Y_{\text{кц3}}$.

Интермодуляционные искажения третьего порядка определяются составляющими $E_{2\omega_1-\omega_2} = E_{2\omega_2-\omega_1}$. В двухчастотном режиме нормируем характеристики к максимальному значению выходных составляющих на полезных частотах ω_1, ω_2 и соответствующих им входных составляющих

$$E_{\omega_1\text{макс}} = E_{\omega_2\text{макс}} = \frac{2}{9} a_1 \sqrt{\frac{a_1}{a_3}}, \quad E_{1\text{нас}} = E_{2\text{нас}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{a_1}{a_3}}. \quad (22)$$

Тогда при $Y = Y_1 = Y_2 = E_{\omega_1\text{макс}}/E_{1\text{макс}}$, $X = X_1 = X_2 = E_1/E_{1\text{нас}}$, получим ту же нормированную характеристику (20), а для ИМИ третьего порядка (рис. 1):

$$Y_{\text{кц3}} = \frac{E_{2\omega_1-\omega_2}}{E_{1\text{макс}}} = \frac{1}{6} X^3. \quad (23)$$

Относительный уровень комбинационных составляющих (ОУКС) третьего порядка (в дБ) имеет величину

$$\text{ОУКС} = 20 \lg \left| \frac{Y_{\text{кц3}}}{Y} \right| = 20 \lg \left| \frac{X^2}{9 - 3X^2} \right|.$$

В точке насыщения ОУКС3 равен -16 дБ (рис. 2), и эта величина является исходной при исследовании подавления нелинейных искажений.

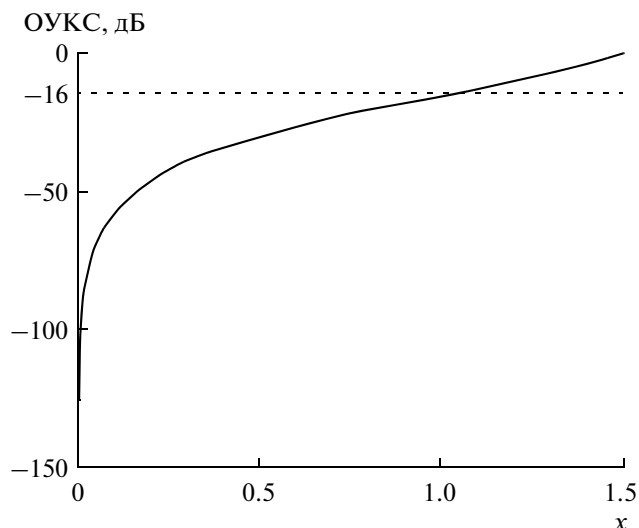


Рис. 2. Относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка при двухчастотном входном сигнале.

3. ПОДАВЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЕ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО СИГНАЛУ ОГИБАЮЩЕЙ

Идея подавления состоит в следующем: с помощью цепи низкочастотной обратной связи на вход усилителя с его выхода передается комбинационная составляющая, частота которой определяется разностью частот полезных сигналов, $\Omega = \omega_2 - \omega_1$ [2]. Эта составляющая может иметь существенную величину при использовании в усилителе транзистора со статической проходной характеристикой с выраженным квадратичным участком [14], что и обеспечивает появление в выходном токе разностной частоты. Сигнал, частота которого Ω , представляет собой разность частот полезных сигналов и примешивается к полезным сигналам на входе, т.е. на входе имеем многочастотный сигнал (частоты исходных полезных сигналов и Ω) (рис. 3).

Наличие низкой частоты приводит на выходе к изменению комбинационных составляющих третьего порядка, отстоящих от полезных сигналов на Ω . Подбором амплитуды и фазы сигнала, передаваемого через обратную связь (ОС), можно добиться подавления комбинационных составляющих третьего порядка.

Для расчета уровня комбинационных составляющих третьего порядка и возможностей их подавления с помощью низкочастотной ОС аппроксимируем статическую вольт-амперную характе-

ристику транзистора $I(U)$ полиномом третьей степени около рабочей точки $U = U_0$:

$$I(U) = I(U_0 + u) = c_0 + c_1u + c_2u^2 + c_3u^3. \quad (24)$$

Используя ряд Тейлора имеем $c_n = \frac{1}{n!} I^{(n)}(U_0)$, при табличном задании $I(U)$ можно применять другие известные методы аппроксимации для вычисления c_n . Для одночастотного входного сигнала $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t$ на частотах $\omega = 0, \omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1$ имеем следующие выражения для амплитуд гармоник тока [14]:

$$\begin{aligned} I_0 &= c_0 + \frac{1}{2}c_2U_1^2, & I_1 &= c_1U_1 + \frac{3}{4}c_3U_1^3, \\ I_2 &= \frac{1}{2}c_2U_1^2, & I_3 &= \frac{1}{4}c_3U_1^3. \end{aligned} \quad (25)$$

Зависимость

$$I_1 = a_1U_1 + a_3U_1^3, \quad (26)$$

где $a_1 = c_1, a_3 = \frac{3}{4}c_3$, представляет вольт-амперную амплитудную характеристику транзистора при одночастотном режиме на частоте входного сигнала и кубической аппроксимации ВАХ. Для двухчастотного входного сигнала

$$u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$$

при подстановке $u(t)$ в (24) получим для амплитуд интересующих нас частотных составляющих тока:

$$I_{\omega_{1,2}} = c_1U_{1,2} + \frac{3}{4}c_3U_{1,2}(U_{1,2}^2 + 2U_{2,1}^2), \quad (27)$$

$$I_{(2\omega_1-\omega_2)} = \frac{3}{4}c_3U_1^2U_2, \quad I_{(2\omega_2-\omega_1)} = \frac{3}{4}c_3U_1U_2^2, \quad (28)$$

$$U_{(\omega_2-\omega_1)} = c_2U_1U_2. \quad (29)$$

Для тестового сигнала положим $U_1 = U_2$ и учитывая, что коэффициенты аппроксимации амплитудной a_j и статической характеристик c_j связаны соотношением (26), можно провести такую же, как и выше, нормировку характеристик (27)–(29) на значение тока и напряжения в точке насыщения, определяемые аналогично (22). При этом получим для усилителя без обратной связи нормированные амплитудные характеристики, приведенные на рис. 1, и указанный выше уровень ОУКС третьего порядка

Рассмотрим теперь возможность подавления ОУКС третьего порядка при использовании цепи низкочастотной обратной связи на частоте $\Omega = \omega_2 - \omega_1$. При этом на вход усилителя вместе с сигналами на частотах ω_1, ω_2 будет поступать низкочастотный сигнал

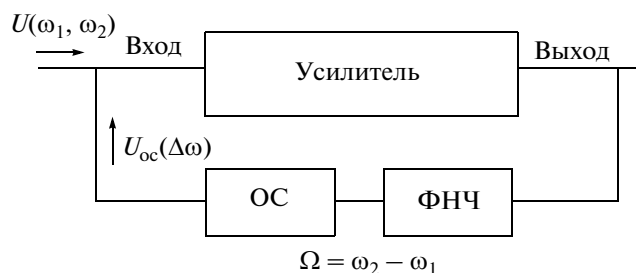


Рис. 3. Блок-схема усилителя с низкочастотной обратной связью для понижения уровня ИМИ третьего порядка.

$$\begin{aligned} u_{OC}(t) &= U_{OC} \cos(\Omega t + \varphi) = \\ &= \text{Re } U_{OC} \exp(-i\varphi) \exp(-i\Omega t), \end{aligned} \quad (30)$$

где U_{OC} – амплитуда напряжения ОС, φ – фаза на напряжения ОС на входе усилителя по отношению к синфазным входным сигналам. Преобразование трехчастотного сигнала

$$u(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t) + U_{OC} \cos(\Omega t + \varphi) \quad (31)$$

на характеристике усилителя (24) приводит к следующим выражениям для комплексных амплитуд тока \dot{I}_{ω_j} на полезных ω_1, ω_2 и комбинационных $(2\omega_1 - \omega_2), (2\omega_2 - \omega_1)$ частотах, определяющих ИМИ третьего порядка, а также разностной частоте $\Omega = \omega_2 - \omega_1$:

$$\begin{aligned} I_{\omega_{1,2}} &= c_1U_{1,2} + c_2U_{2,1}U_{OC} \exp(\pm i\varphi) + \\ &+ \frac{3}{4}c_3U_{1,2} [U_{1,2}^2 + 2(U_{2,1}^2 + U_{OC}^2)], \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} I_{(2\omega_1-\omega_2)} &= c_2U_{1,2}U_{OC} \exp(\pm i\varphi) + \\ &+ \frac{3}{4}c_3U_{2,1} (U_{1,2}^2 + U_{OC}^2 \exp(\pm i2\varphi)), \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} I_{(\omega_2-\omega_1)} &= U_{OC} \left[c_1 + 3c_3 \left(U_1^2 + U_2^2 + \frac{U_{OC}^2}{4} \right) \right] \times \\ &\times \exp(-i\varphi) + c_2U_1U_2. \end{aligned} \quad (34)$$

Заметим, что при введении комплексных амплитуд мы используем временной множитель $\exp(-i\omega t)$, так что напряжение обратной связи записываем как $u_{OC}(t) = \text{Re } \dot{U}_{OC} \exp(-i\omega_j t) = \text{Re } U_{OC} \times \exp(-i\varphi) \exp(-i\Omega t)$, и аналогично для токов и других частот. Обозначив импеданс передачи цепи обратной связи как $\dot{Z}_{OC} = Z_{OC} \exp(-i\varphi_{OC})$, можно записать

$$\dot{U}_{OC} = \dot{Z}_{OC} \dot{I}_{\omega_2-\omega_1}, \quad (35)$$

Рассмотрим возможность подавления ИМИ третьего порядка, ограничиваясь для простоты случаем равных входных сигналов, принимая $U_1 = U_2$, а также $\varphi = \pi$ или 0 ; тогда амплитуды токов вещественны и имеют вид

$$I_{\omega_1} = I_{\omega_2} = c_1 U_1 \mp c_2 U_1 U_{OC} + \frac{3}{4} c_3 U_1 (3U_1^2 + 2U_{OC}^2), \quad (36)$$

$$I_{(2\omega_1 - \omega_2)} = I_{(2\omega_2 - \omega_1)} = \mp c_2 U_1 U_{OC} + \frac{3}{4} c_3 U_1 (U_1^2 + U_{OC}^2), \quad (37)$$

$$I_{(\omega_2 - \omega_1)} = \mp U_{OC} \left[c_1 + 3c_3 \left(2U_1^2 + \frac{U_{OC}^2}{4} \right) \right] + c_2 U_1^2. \quad (38)$$

Из (37) получим величину напряжения U_{OC} , обеспечивающую полное подавление ИМИ третьего порядка. Полагая $I_{(2\omega_1 - \omega_2)} = I_{(2\omega_2 - \omega_1)} = 0$, получим из (37) квадратное уравнение для U_{OC} и выберем в его решении знак, при котором $U_{OC} = 0$, если $U_1 = 0$. Тогда найдем

$$U_{OC} = \frac{1 - \sqrt{1 - (3c_3/2c_2)^2 U_1^2}}{\pm \frac{3c_3}{2c_2}}, \quad (39)$$

где верхний знак соответствует $\varphi = \pi$, а нижний $\varphi = 0$. Отметим, что в общем случае сигнал U_{OC} на разностной частоте $\Omega = \omega_2 - \omega_1$ можно подавать на вход усилителя не только с его выхода по цепи низкочастотной обратной связи, но и непосредственно формировать его на входе как сигнал разностной частоты двух усиливаемых сигналов.

Условие полного подавления ИМИ третьего порядка (39) получено при равенстве амплитуд входных сигналов. Если же $U_2 \neq U_1$, то полного подавления не будет, однако можно линеаризовать ИМИ третьего порядка подбором U_{OC} по некоторому критерию, например, по суммарной мощности всех комбинационных составляющих третьего порядка.

В случае использования цепи низкочастотной обратной связи величина U_{OC} определяется соотношением (35), которое вместе с (34) приводит к уравнению, связывающему напряжение ОС со входными сигналами U_2, U_1 . Считая опять $U_2 = U_1$, получим

$$U_{OC} \exp(-i\varphi) = Z_{OC} \exp(-i\varphi_{OC}) U_{OC} \times \left[c_1 + 3c_3 \left(2U_1^2 + \frac{U_{OC}^2}{4} \right) \right] \exp(-i\varphi) + Z_{OC} \exp(-i\varphi_{OC}) c_2 U_1^2. \quad (40)$$

Последнее соотношение устанавливает связь между напряжением входных сигналов $U_2 = U_1$ и напряжением обратной связи U_{OC} и дает возможность рассчитать с помощью (37) уровень ИМИ третьего порядка при наличии обратной связи. Второе слагаемое в правой части уравнения (40) определяет напряжение обратной связи, получающееся при детектировании исходных входных сигналов частот ω_1, ω_2 на квадратичном участке характеристики усилителя, а первое слагаемое – дополнительное усиление этого напряжения. Учитывая только второе слагаемое, имеем

$$U_{OC} = Z_{OC} c_2 U_1^2, \quad \varphi = \varphi_{OC}. \quad (41)$$

В общем случае примем в (40) $\varphi = \varphi_{OC}$ и рассмотрим отрицательную ОС, $\varphi = \varphi_{OC} = \pi$. Тогда, считая, что $c_1 > 0, c_2 > 0, c_3 < 0$, найдем из (40)

$$Z_{OC} c_2 U_1^2 = \frac{1 - \left(c_1 - \frac{3}{2} |c_3| U_{OC}^2 \right) Z_{OC}}{1 - 6 \frac{|c_3|}{c_2} U_{OC}}. \quad (42)$$

Нормируем соотношения (36), (37), (42), вводя по аналогии с разделом 2 безразмерные переменные $X = U_1 / U_{1\max}, X_{OC} = U_{OC} / U_{1\max}, Y = I_{\omega_1} / I_{\omega_1\max}, Y_{\text{кк3}} = I_{2\omega_1 - \omega_2} / I_{\omega_1\max}$, где $U_{1\max}, I_{1\max}$ – максимальные амплитуды напряжения и тока в одночастотном режиме, определяемые соотношениями (19) с учетом (26). Получим

$$Y = \frac{3}{2} X - \frac{1}{2} X^3 \mp c_2 (3c_1 |c_3|)^{\frac{1}{2}} X X_{OC} - \frac{1}{3} X X_{OC}^2, \quad (43)$$

$$Y_{\text{кк3}} = -\frac{X}{6} \left[X^2 + X_{OC}^2 \pm 6c_2 \left(3c_1 |c_3| \right)^{\frac{1}{2}} \right], \quad (44)$$

$$\alpha X^2 = X_{OC} \frac{1 - Z_{OC} c_1 \left(1 - \frac{2}{9} X_{OC}^2 \right)}{1 - X_{OC} \frac{1}{c_2} \left(\frac{c_1 |c_3|}{3} \right)^{\frac{1}{2}}}, \quad (45)$$

где $\alpha = 2Z_{OC} c_2 (c_1/27|c_3|)^{\frac{1}{2}}$.

При отсутствии обратной связи имеем $Z_{OC} = 0, X_{OC} = 0$ и получаем величину $Y_{\text{кк3}}$, т.е. ИМИ-3 (см. рис. 1). При увеличении напряжения обратной связи с ростом импеданса обратной связи Z_{OC} величина этого напряжения будет определяться в первом приближении соотношением (41). Ограничиваясь этим приближением, отбросим вторые слагаемые в числителе и знаменателе правой части соотношения (45). Тогда получим

$$X_{OC} \approx \alpha X^2. \quad (46)$$

В том же приближении, подставляя (46) в (43), (44) и отбрасывая члены $\sim \alpha^2$, найдем

$$Y = \frac{3}{2}X - \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{3}\gamma\right)X^3, \quad (47)$$

$$Y_{\text{кз3}} = -\frac{X^3}{6}(1 - \gamma), \quad (48)$$

где $\gamma = \alpha c_2 \left(\frac{12}{c_1|c_3|}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{4c_2^2}{3|c_3|}Z_{\text{OC}}$. (49)

На рис. 4 приведен относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка

$$\text{ОУКС [дБ]} = 20 \lg \left| \frac{Y_{\text{кз3}}}{Y} \right| = 20 \lg \frac{(1 - \gamma)X^2}{9 - (3 - \gamma)X^2} \quad (50)$$

для ряда увеличивающихся значений параметра обратной связи γ , пропорционального импедансу обратной связи Z_{OC} . Из рис. 4 видна возможность существенного уменьшения ОУКС (на 10...13 дБ) уже при небольших значениях $\gamma \approx 0.5$. Величина этого параметра определяется конкретной схемой усилителя и используемой цепи обратной связи.

4. ПОДАВЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЕ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛА ОГИБАЮЩЕЙ

В разделе 3 исследовалось подавление ИМИ третьего порядка при подаче корректирующего сигнала огибающей непосредственно на ВЧ-вход усилителя.

Однако в СВЧ-усилителях частота несущей и частота огибающей сигнала значительно разнесены, и поэтому низкочастотный сигнал огибающей необходимо подавать на отдельный вход, для воздействия на некоторый параметр J , определяющий вид АХ и ФАХ. Например, в транзисторных усилителях возможно низкочастотное изменение положения рабочей точки транзисторов через цепи питания, в ЛБВ и клистронах – изменение тока электронного пучка через фокусирующие электроды.

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

Наиболее просто можно рассмотреть подавление ИМИ в транзисторных усилителях за счет ко-

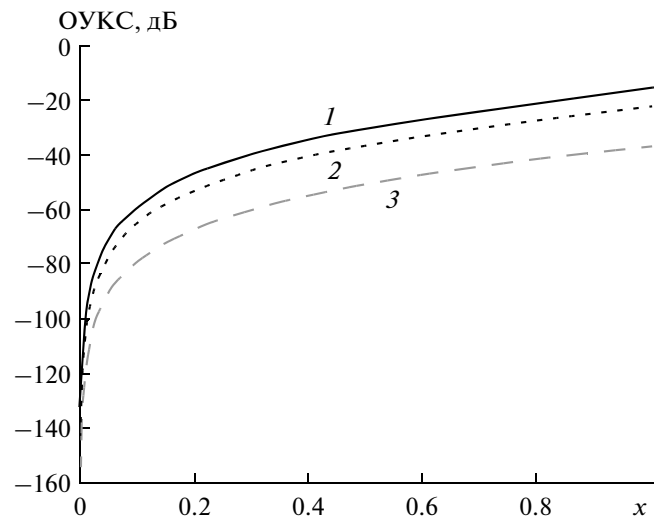


Рис. 4. Относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка при двухчастотном входном сигнале при разных параметрах обратной связи по огибающей сигнала: $\gamma = 0$ (1), 0.5 (2), 0.9 (3).

лебаний рабочей точки, представляя напряжение на входе транзистора в виде

$$U(t) = U_0(\Omega t) + u(t),$$

где согласно (31), (24) $u(t)$ – ВЧ (одночастотный или двухчастотный) сигнал, $U_0(\Omega t) = U_0 + U_{\text{OC}} \times \cos(\Omega t + \varphi)$ – медленно меняющееся напряжение рабочей точки. Пренебрегая его изменением за время ВЧ-периода $T \sim \frac{2\pi}{\omega_1} \sim \frac{2\pi}{\omega_2}$, можно получить соотношения (25)–(29) для одночастотного или двухчастотного сигнала, в которых, однако, коэффициенты c_1, c_2, c_3 будут медленно, в масштабе T , изменяться во времени.

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

$$K(|A_{\text{вх}}|, J) = \frac{A_{\text{вых}}}{A_{\text{вх}}} = \frac{|A_{\text{вых}}|}{|A_{\text{вх}}|} \exp[-i(\alpha_{\text{вых}} - \alpha_{\text{вх}})] = \frac{f(|A_{\text{вх}}|, J)}{|A_{\text{вх}}|} \exp[-i\varphi(|A_{\text{вх}}|, J)], \quad (51)$$

$$E_{n\text{вых}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{вх}}(t)|, J(t)) A_{\text{вх}}(t) \exp(in\Omega t) d(\Omega t), \quad (52)$$

$$E_{n\text{вых}} = \sum_{n'=1}^N K_{n-n'} E_{n'\text{вх}}, \quad (53)$$

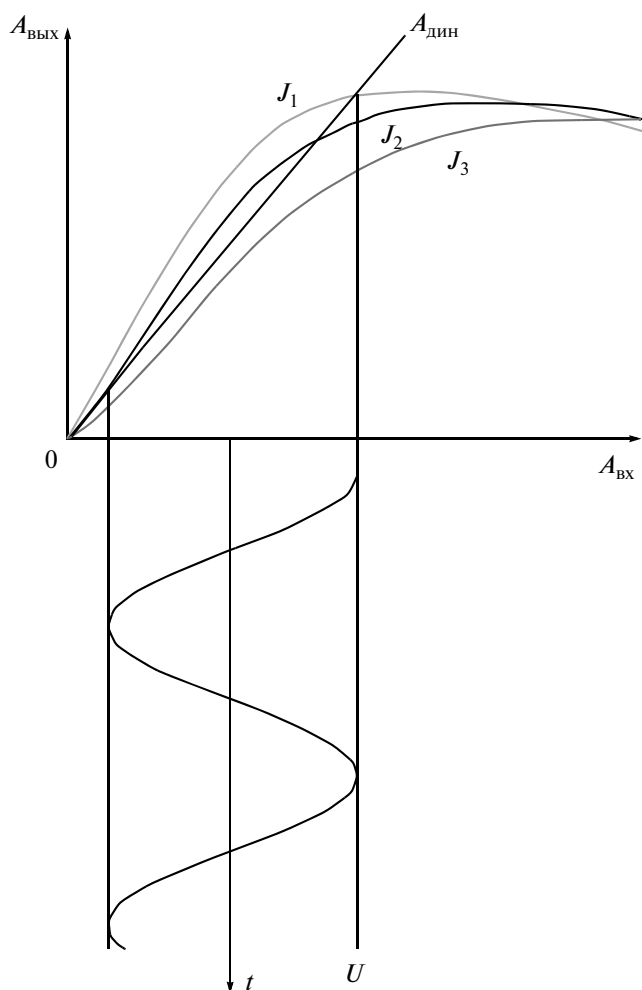


Рис. 5. Семейство амплитудных характеристик усилителя, зависящих от параметра J (“статические АХ”) и их линейризация при изменении J под действием сигнала огибающей ($A_{\text{дин}}$ – “динамическая АХ”).

$$K_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K(|A_{\text{вх}}(t)|, J(t)) \exp(in\Omega t) d(\Omega t), \quad (54)$$

$$K(|A_{\text{вх}}(t)|, J(t)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \exp(-in\Omega t), \quad (55)$$

где параметр $J(t) = J[|A_{\text{вх}}(t)|]$, 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. 5, где представлены амплитудные характеристики усилителя, зависящие от параметра J . Если с изменением $|A_{\text{вх}}(t)|$ переходить с одной АХ на другую, меняя со-

ответственно параметр J , то можно в определенных пределах линейризовать “динамическую” АХ усилителя.

Для рассмотренной выше простой нелинейной модели транзисторного усилителя его амплитудная характеристика определяется соотношением (26), в котором входной амплитудой является $A_{\text{вх}} = U_1$, а выходной амплитудой $A_{\text{вых}} = I_1$. Если считать, что низкочастотное напряжение (30) приводит к медленному изменению рабочей точки ВАХ транзистора, то в (24) коэффициенты разложения ВАХ по ВЧ-напряжению $u(t)$ будут меняться во времени, $\tilde{c}_j = c_j(t)$, и амплитудная характеристика (26) будет зависеть от параметра $J(t) = U_0(t)$. Для определения этой зависимости используем представление ВАХ полиномом (24), полагая в нем $U(t) = U_0(t) = U_0 + U_{\text{ос}}(t)$, и вычисляя коэффициенты как в отрезке ряда Тейлора по ВЧ-напряжению $u(t)$ около $U_0(t)$:

$$I(U) = I[U_0(t) + u(t)] = \tilde{c}_0 + \tilde{c}_1 u + \tilde{c}_2 u^2 + \tilde{c}_3 u^3, \quad (56)$$

$$\text{где } \tilde{c}_n = \frac{1}{n!} I^{(n)}[U_0(t)].$$

Амплитудная характеристика будет иметь вид

$$I_1 = \tilde{a}_1 U_1 + \tilde{a}_3 U_1^3, \quad (57)$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{a}_1 &= I^{(1)}(U_0) + I^{(2)}(U_0)u_{\text{ос}}(t) + \frac{1}{2}I^{(3)}(U_0)u_{\text{ос}}^2(t), \\ \tilde{a}_3 &= \frac{1}{8}I^{(3)}(U_0). \end{aligned} \quad (58)$$

Коэффициент передачи при одночастотном входном сигнале вычисляется по формуле

$$K = \frac{A_{\text{вых}}}{A_{\text{вх}}} = \frac{I_1}{U_1} = \tilde{a}_1 + \tilde{a}_3 U_1^2. \quad (59)$$

При двухчастотном входном сигнале $u(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$ с учетом изменения коэффициентов \tilde{a}_j под действием сигнала огибающей $u_{\text{ос}}(t) = U_{\text{ос}} \cos(\Omega t + \varphi)$, $\Omega = \omega_2 - \omega_1$ получим

согласно (54) следующие выражения для амплитуд Фурье K_n коэффициента передачи:

$$\begin{aligned}
 K_0 &= c_1 + \frac{3}{2}c_3 \left[U_{OC}^2 + \frac{1}{2}(U_1^2 + U_2^2) \right], \\
 K_1 &= \exp(-i\varphi)c_2U_{OC} + \frac{3}{4}c_3U_1U_2, \\
 K_{-1} &= K_1^*, \\
 K_2 &= \exp(-i2\varphi)\frac{3}{4}c_3U_{OC}^2, \\
 K_{-2} &= K_2^*.
 \end{aligned}
 \tag{60}$$

Нетрудно убедиться, что их подстановка в (53) приводит к выражениям (32)–(34) для выходных частотных составляющих сигнала, полученных выше путем непосредственного преобразования трехчастотного сигнала на нелинейной ВАХ транзистора. Этот простой пример показывает возможность вычисления уровня ИМИ и их подавления при воздействии на амплитудные характеристики усилителя сигнала огибающей, медленно меняющегося по сравнению с усиливаемым ВЧ-сигналом.

Применим теперь этот метод для подавления ИМИ третьего порядка в усилителе на ЛБВ. Принцип линеаризации характеристик усилителя с помощью низкочастотного сигнала огибающей заключается в том, что при подаче на фокусирующий электрод или первый анод напряжения U , пропорционального $A_{вх}$, будет изменяться ток электронного пучка и каждому $A_{вх}$ будет соответствовать “статическая” амплитудная характеристика, определяемая величиной тока электронного пучка в данный момент. В результате при изменении $A_{вх}$ и тока электронного пучка получим “динамическую” амплитудную характеристику, которая при соответствующем выборе фазы сигнала огибающей $A_{вх}$ будет ближе к линейной, чем исходные статические характеристики. На рис. 6 приведены измеренные (экспериментальные) амплитудные характеристики ЛБВ в зависимости от тока электронного пучка.

Для количественной оценки уровня нелинейных искажений и степени их подавления применим квазистационарный метод анализа нелинейных преобразований сигнала, рассмотренный в разделе 1 и обобщенный выше соотношениями (51)–(55) на случай медленного изменения коэффициента передачи.

Для спектральных составляющих сигнала на выходе $E_{лввых}$ усилителя имеем соотношения (15) или (53), в которых, однако, амплитуды Фурье будут разными для коэффициента передачи, не за-

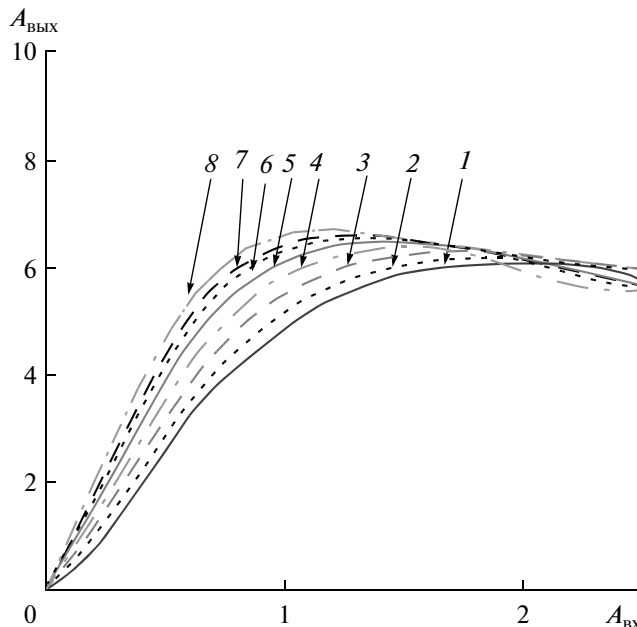


Рис. 6. Зависимость экспериментальных амплитудных характеристик ЛБВ от тока электронного пучка и соответствующих ему напряжений фокусирующего электрода ($J/U_{\text{ф}}$) [мА/В]: 66.5/–38 (кривая 1); 68/–34 (2); 70/–30 (3); 72/–25 (4); 74/–22 (5); 75.5/–20 (6); 76.5/–19 (7); 78/–16 (8).

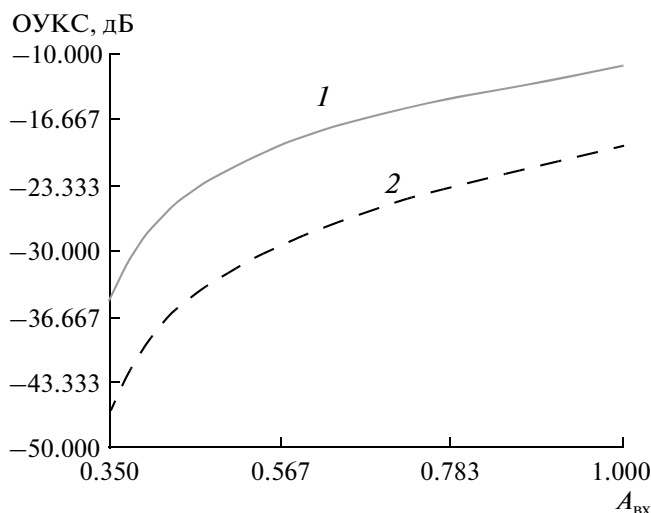


Рис. 7. Относительный уровень комбинационных составляющих третьего порядка без премодуляции (1) и с премодуляцией (2) тока пучка.

висящего или зависящего от тока электронного пучка.

На рис. 6 представлены измеренные АХ реальной ЛБВ для ряда значений фокусирующего напряжения и соответствующего ему тока электронного пучка. Рассмотрим использование премодуляции тока пучка напряжением на фокусирующем элек-

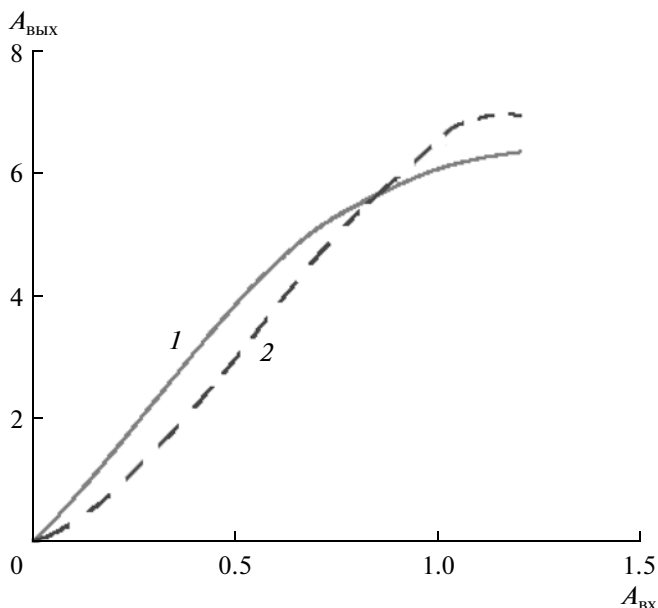


Рис. 8. “Статическая” амплитудная характеристика усилителя (без премодуляции тока пучка, кривая 1) и “динамическая” амплитудная характеристика усилителя (с премодуляцией тока пучка, кривая 2).

троде U_ϕ , пропорциональным модулю огибающей $|A_{\text{вх}}(t)|$ входного двухчастотного сигнала $E_{\text{вх}}(t) = E_1 \cos(\omega_1 t) + E_2 \cos(\omega_2 t)$:

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

$$U_\phi \sim |A(t)|.$$

При постоянном токе электронного пучка коэффициент передачи зависит только от $|A(t)|$ и при токе $J = 74$ мА 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:

$$K_0 = 5.587; \quad K_{-1} = 0.502; \quad K_1 = 0.502;$$

$$K_{-2} = -0.637; \quad K_2 = -0.637.$$

Абсолютные значения полезных сигналов и комбинационных составляющих третьего порядка согласно (15), (53) определяются следующим образом:

$$E_{\text{вых}} \omega_1 = K_0 E_{\text{вх}1} + K_{-1} E_{\text{вх}2},$$

$$E_{\text{вых}} \omega_2 = K_1 E_{\text{вх}1} + K_0 E_{\text{вх}2},$$

$$E_{\text{вых}} (2\omega_1 - \omega_2) = K_{-1} E_{\text{вх}1} + K_{-2} E_{\text{вх}2},$$

$$E_{\text{вых}} (2\omega_2 - \omega_1) = K_2 E_{\text{вх}1} + K_1 E_{\text{вх}2}.$$

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 (рис. 7).

Это объясняется большей линейностью “динамической” амплитудной характеристики усилителя (с премодуляцией тока пучка) по сравнению со “статической” амплитудной характеристикой усилителя (без премодуляции тока пучка) (рис. 8). Можно утверждать, что предложенный способ позволяет уменьшить нелинейные искажения третьего порядка на величину до 19 дБ и расширить динамический диапазон в 1.7 раза.

Таким образом, используя согласованное с огибающей входного сигнала изменение тока пучка или иного параметра, от которого зависят нелинейные характеристики усилителя, можно добиться повышения линейности характеристик усилителя, получить низкий уровень нелинейных искажений, при этом коэффициент полезного действия усилителя, его выходная мощность и диапазон рабочих частот не изменяются.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ подавления нелинейных искажений в усилителе с помощью сигнала огибающей показал возможность подавления ИМИ как с использованием цепей обратной связи в транзисторных усилителях, так и без таких цепей при предварительной модуляции тока электронного пучка в лампе с бегущей волной. Для двухчастотного сигнала получено уменьшение ИМИ третьего порядка на 6...19 дБ, что соответствует известным экспериментальным данным для транзисторного усилителя СВЧ-диапазона [2]. Проведенное обобщение квазистационарного метода анализа нелинейного преобразования сигналов позволяет рассмотреть также усиление и подавление ИМИ более сложных многочастотных сигналов, применяемых в радиосистемах.

Авторы признательны Г.А. Азову за предоставление экспериментальных данных по характеристикам ЛБВ, использованным при расчете ИМИ.

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

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