

ISSN 0033-8494

Том 59, Номер 9

Сентябрь 2014



РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

<http://www.naukaran.ru>
<http://www.maik.ru>



“НАУКА”

Российская академия наук

РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Том 59 № 9 2014 Сентябрь

Журнал основан в январе 1956 г.
Выходит 12 раз в год
ISSN 0033-8494

*Журнал издается под руководством
Отделения физических наук РАН*

*Главный редактор
Ю.В. Гуляев*

Редакционная коллегия:

А.Ф. Александров, А.С. Бугаев, А.В. Вашковский,
П.Е. Зильберман, А.С. Ильинский,
Б.З. Каценеленбаум, В.А. Кашин,
А.А. Курикша, Д.С. Лукин, В.Е. Любченко,
С.П. Морев, С.А. Никитов, В.В. Проклов,
В.И. Пустовойт (зам. главного редактора),
А.О. Раевский (отв. секретарь), В.А. Солнцев,
В.А. Черепенин, А.Д. Шатров, В.В. Шевченко,
Ю.С. Шинаков, М.С. Ярлыков

адрес: 125009, Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники РАН,
адрес журнала "Радиотехника и электроника"

Тел. 8-495-6293380

Зав. редакцией С.В. Зенович

Москва
Издательство "Наука"

© Российская академия наук, 2014
© Редакция журнала "Радиотехника
и электроника"
(составитель), 2014

СОДЕРЖАНИЕ

Том 59, номер 9, 2014

МАТЕРИАЛЫ КОНФЕРЕНЦИИ “ПРОБЛЕМЫ СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ”

Три режима работы оротрона с двухрядной периодической структурой в диапазоне 105...234 ГГц	
<i>Е. А. Мясин, В. В. Евдокимов, А. Ю. Ильин</i>	847
Оротрон с двухрядной периодической структурой при длине волны 1.3 мм с широким электронным потоком	
<i>Е. А. Мясин, А. Н. Соловьев</i>	853
Настроечные элементы в реверсных магнитных фокусирующих системах вакуумных сверхвысокочастотных приборов и их влияние на трехмерную структуру магнитного поля	
<i>А. Н. Дармаев, А. Ф. Коротков, С. П. Морев, Е. П. Якушкин</i>	857
Исследование искажений импеданса зазора активного резонатора многолучевого широкополосного клистрона, связанного с фильтровой системой	
<i>Е. П. Якушкин, Д. А. Комаров, Ю. Н. Парамонов</i>	861
Исследование уплотнения спектра сигнала в нелинейных структурах квазистационарным методом	
<i>Т. М. Андреевская, В. А. Солнцев</i>	864
Моделирование траекторий зарядов в цилиндрическом пучке при переменном магнитном поле	
<i>А. С. Розов, В. Б. Байбурин</i>	872
Электродинамические характеристики слоистой структуры металл–диэлектрик–сегнетоэлектрик–диэлектрик–металл конечной ширины	
<i>А. В. Садовников, К. В. Бубликов, Е. Н. Бегинин, С. А. Никитов</i>	876

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Особенности формирования статической и динамической проводимости композиционной пленки, содержащей наногранулы металла в диэлектрической матрице	
<i>В. С. Власов, Л. Н. Котов, В. Г. Шавров, В. И. Щеглов</i>	882
Линейный излучатель и два полуцилиндра на идеально проводящей плоскости	
<i>Т. И. Бичуцкая, Г. И. Макаров</i>	897
Управляемые полосно-пропускающие частотно-селективные поверхности	
<i>Ю. Н. Казанцев, Г. А. Крафтмахер, В. П. Мальцев</i>	908
Рассеяние мод на обрыве плоского диэлектрического волновода, нагруженного диафрагмой	
<i>А. Б. Маненков, П. Г. Геролиматос, И. Г. Тигелис</i>	917
Математическое моделирование дифракции электромагнитных волн на сеточных поляризационных структурах	
<i>С. А. Алавердян, И. Н. Кабанов, В. В. Комаров, В. П. Мещанов</i>	925

ИССЛЕДОВАНИЕ УПЛОТНЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА
В НЕЛИНЕЙНЫХ СТРУКТУРАХ КВАЗИСТАЦИОНАРНЫМ МЕТОДОМ

© 2014 г. Т. М. Андреевская, В. А. Солнцев

Национальный исследовательский университет “Высшая школа экономики”,
Российская Федерация, 101000 Москва, ул. Мясницкая, 20

E-mail: t_andreevs@rambler.ru

Поступила в редакцию 12.02.2014 г.

Исследовано квазистационарным методом прохождение сложного сигнала через нелинейные структуры (полупроводниковые диоды, мощные транзисторные усилители, вакуумные усилительные приборы СВЧ и др.); применены функциональные модели устройств, использующие квазистационарный метод анализа преобразования многочастотных сигналов. Рассмотрены некоторые свойства и особенности нелинейных устройств, приводящие к возникновению комбинационных составляющих, в том числе и внутри основного спектра, — так называемому уплотнению спектра. Рассмотрены возможности уплотнения спектра в нелинейных элементах с полиномиальной квадратичной, кубической и более сложной характеристикой.

DOI: 10.7868/S0033849414080014

ВВЕДЕНИЕ

При прохождении сложного сигнала через нелинейные структуры (полупроводниковые диоды, мощные транзисторные усилители, вакуумные усилительные приборы СВЧ и др.) на их выходе могут наблюдаться различные искажения формы и спектра входного сигнала. Эти искажения приводят к возникновению комбинационных составляющих, в том числе и внутри основного спектра, к так называемому уплотнению спектра, а при некоторых условиях — к хаотизации выходного сигнала [1, 2].

В данной работе рассмотрены некоторые свойства и особенности нелинейных устройств, приводящие к уплотнению спектра. При теоретических исследованиях и моделировании преобразования сигналов в нелинейных устройствах обычно используются два вида моделей: математические модели, описывающие физические процессы в устройствах, либо функциональные модели типа “черный ящик”, описывающие связь между выходом и входом устройства в виде амплитудных, фазоамплитудных или иных характеристик.

В работе получило дальнейшее развитие применение функциональных моделей на основе квазистационарного метода анализа преобразования сложных сигналов [3], позволяющего, с одной стороны, исследовать подавление паразитных комбинационных колебаний на выходе усилителей, а с другой — рассмотреть процессы расширения и уплотнения спектра сигнала. Главное внимание

уделено возможности уплотнения выходного спектра в нелинейных элементах с полиномиальной квадратичной, кубической и более сложной характеристикой.

1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛА
НА СТАТИЧЕСКОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ
ХАРАКТЕРИСТИКЕ
НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА

Рассмотрим общий случай полиномиальной характеристики на примере полупроводникового диода, экспоненциальную вольт-амперную характеристику (ВАХ) которого на прямой ветви в окрестности некоторой точки A , заданной постоянными напряжением U_A и током I_A , можно аппроксимировать полиномом некоторой степени (с помощью, например, разложения в ряд Тейлора). Известная экспоненциальная модель ВАХ полупроводникового диода имеет вид

$$I_d(U_d) = I_s \left(\exp\left(\frac{U_d}{\phi_T}\right) - 1 \right), \quad (1)$$

где I_s — обратный ток насыщения диода, ϕ_T — тепловой потенциал. Полиномиальную модель диода относительно рабочей точки $(U_A; I_A)$ можно записать в виде отрезка ряда N -й степени:

$$I_d(U_d) = I_A + a_1(U_d - U_A) + a_2(U_d - U_A)^2 + \dots + a_N(U_d - U_A)^N.$$

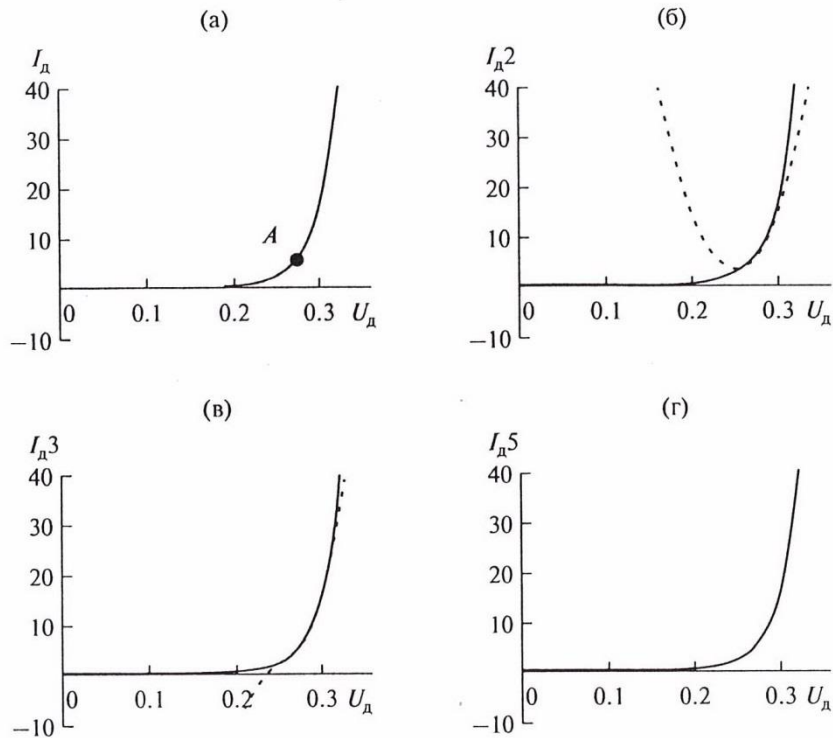


Рис. 1. Аппроксимационные характеристики ВАХ полупроводникового диода: экспоненциальная с коэффициентами $I_S = 100$ мкА, $\varphi_T = 0.025$ В (а), полиномиальные второй (б), третьей (в) и пятой (г) степеней с коэффициентами, рассчитанными в окрестности точки А (0.275; 5.987): $a_0 = 5.987$, $a_1 = 239.497$, $a_2 = 4.79 \times 10^3$, $a_3 = 6.387 \times 10^4$, $a_4 = 6.387 \times 10^5$, $a_5 = 5.109 \times 10^6$.

Приложенное к диоду напряжение $u_d(t) = U_A + u(t)$ определяет функцию тока относительно рабочей точки $(U_A; I_A)$

$$I_d(U_A + u(t)) = I_A + a_1 u(t) + a_2 u(t)^2 + \dots + a_N u(t)^N. \quad (2)$$

На рис. 1 представлено приближение полиномиальной ВАХ к идеальной в окрестности точки А при степенях полинома $N = 2, 3, 5$. Коэффициенты полиномов получены по формуле коэффициентов для ряда Тейлора.

Одночастотный режим. Приложим в качестве переменного напряжения к диоду гармонический сигнал $u(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi)$. Тогда ток через диод можно записать в виде

$$i_d(t) = I_A + a_1 U \cos(\omega_0 t + \varphi) + a_2 U^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi) + a_3 U^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi) + \dots + a_N U^N \cos^N(\omega_0 t + \varphi). \quad (3)$$

После преобразования степеней косинуса и группировки членов с одинаковой частотой полу-

чим следующее соотношение для тока в виде суммы гармоник:

$$i_d(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega_0 t + \varphi) + a_2 I_2 \cos(2(\omega_0 t + \varphi)) + a_3 I_3 \cos(3(\omega_0 t + \varphi)) + a_4 I_4 \cos(4(\omega_0 t + \varphi)) + a_5 I_5 \cos(5(\omega_0 t + \varphi)) + \dots,$$

где амплитуды постоянной составляющей гармоник тока $I_k (k = 0, 1, \dots, N)$ определяются выражениями

$$\begin{aligned} I_0 &= I_A + \frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{3}{8} a_4 U^4 + \dots; \\ I_1 &= a_1 U + \frac{3}{4} a_3 U^3 + \frac{5}{8} a_5 U^5 + \dots; \\ I_2 &= \frac{1}{2} a_2 U^2 + \frac{1}{2} a_4 U^4 + \dots; \\ I_3 &= \frac{1}{4} a_3 U^3 + \frac{1}{2} a_5 U^5 + \dots \end{aligned} \quad (4)$$

Спектр выходного тока линейчатый, частоты гармоник кратны основной частоте и равны $\omega_k = k\omega_0 (k = 0, 1, 2, \dots, N)$. Постоянная составляю-

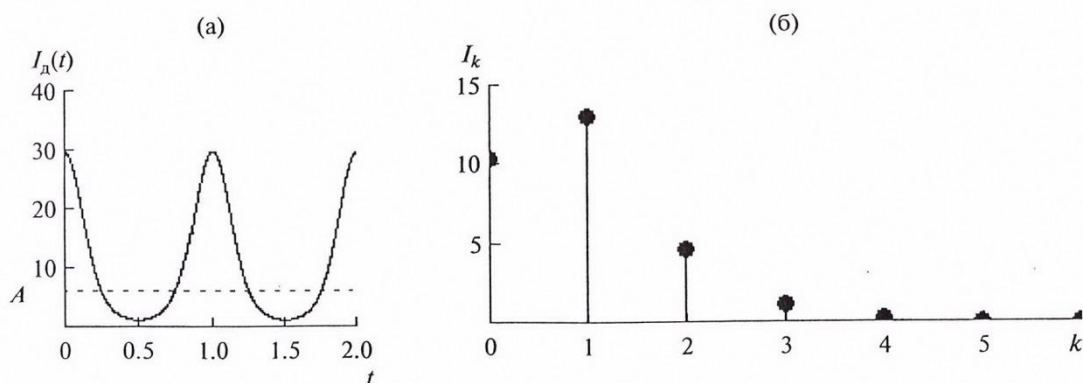


Рис. 2. Временная функция (а) и спектр тока (б) диода при аппроксимации ВАХ полиномом пятой степени и гармоническом напряжении, приложенном к нему.

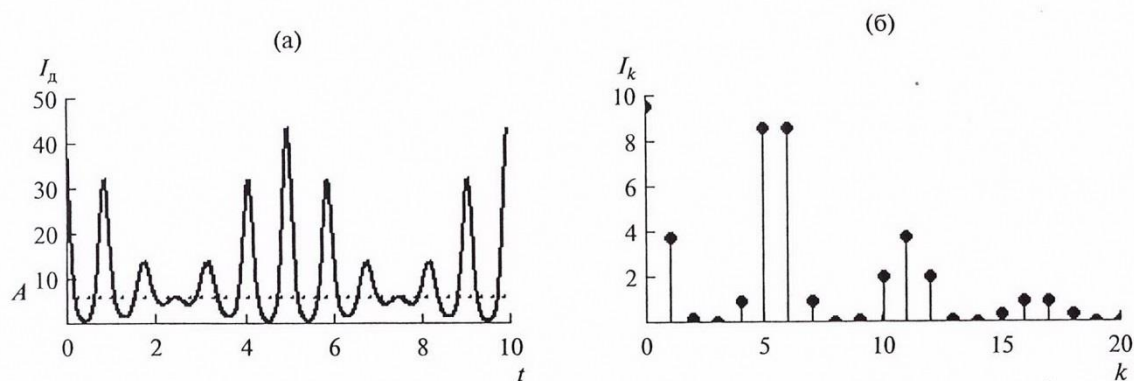


Рис. 3. Временная функция (а) и спектр тока диода (б) при бигармоническом напряжении и аппроксимации ВАХ диода полиномом пятой степени.

щая и амплитуды четных гармоник определены только членами с четными степенями, а амплитуды нечетных гармоник — только членами с нечетными степенями полинома. Искажение формы тока диода по сравнению с формой приложенного гармонического напряжения представлено на рис. 2а, спектр этого тока — на рис. 2б.

Двухчастотный режим. Если к диоду приложить сумму двух гармонических напряжений с частотами ω_1 и ω_2 , то кроме кратных основным частотам гармоник появятся различные комбинационные составляющие. Спектр тока образуют составляющие с частотами $\omega_{k_1 k_2} = k_1 \omega_1 + k_2 \omega_2$, где $k_1, k_2 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, причем $|k_1| + |k_2| \leq N$.

Амплитуды всех гармоник можно вычислить, подставив в полином (2) двухчастотный сигнал вида

$$u(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2). \quad (5)$$

На рис. 3 представлены функция времени и спектр тока диода. Частотой дискретизации спектра Ω здесь выбрана разностная частота $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ в

предположении, что частоты ω_1, ω_2 кратны $\Delta\omega$. Первая гармоническая составляющая спектра тока имеет как раз эту разностную частоту, остальные составляющие удовлетворяют условию появления комбинационных частот. Составляющие с частотами ω_1 и ω_2 самые большие по амплитуде. Вокруг них группируются комбинационные составляющие с частотами $(2\omega_1 - \omega_2)$ и $(2\omega_2 - \omega_1)$.

Если же $\Delta\omega \neq \Omega$, то гармонические составляющие разностной частоты Ω могут не совпадать с ω_1, ω_2 , а расположатся между ними, происходит “уплотнение” спектра. На рис. 4 приведен спектр двухчастотного сигнала, преобразованного на диоде с характеристикой (2) в квадратичном приближении при соотношении исходных частот $\omega_2 = \frac{5}{3}\omega_1$. В этом случае разностная частота

$$\Omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{2}{3}\omega_1,$$

а ее вторая гармоника находится в середине отрезка между ω_1, ω_2 :

$$2\Omega = \frac{4}{3}\omega_1 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}.$$

Таким образом, в нелинейном звене, состоящем из диода с квадратичной характеристикой и умножителя частоты, возможно уплотнение спектра, а в цепочке, состоящей из таких звеньев, степень уплотнения будет нарастать.

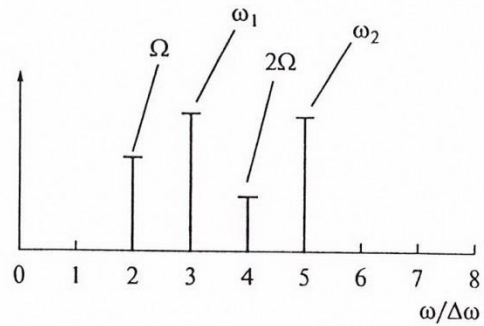


Рис. 4. Спектр двухчастотного сигнала при $\omega_1 = 3\Delta\omega$, $\omega_2 = 5\Delta\omega$ на выходе звена из диода и умножителя частоты.

2. АППРОКСИМАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА

Основной передаточной характеристикой для СВЧ-приборов является комплексная динамическая характеристика — она описывает зависимость выходной мощности или амплитуды от входной мощности или амплитуды (АХ) и зависимость разности фаз на выходе и входе усилителя от входной мощности или амплитуды (ФАХ). Для исследования преобразования и усиления узкополосных сигналов применялся квазистационарный метод анализа, основанный на преобразовании на этих характеристиках медленно меняющейся комплексной амплитуды входного квазигармонического сигнала [3–7].

Полиномиальное представление АХ и ФАХ на основной частоте ω_0 (и вблизи нее) получено из полиномиального представления статической характеристики устройства (2)–(4) с учетом того, что в этих формулах входной амплитуде на входе $A_{вх}$ на частоте ω_0 соответствовало напряжение U , а выходной амплитуде $A_{вых}$ соответствовал ток I_1 :

$$A_{вых} = a_1 A_{вх} + \frac{3}{4} a_3 A_{вх}^3 + \frac{5}{8} a_5 A_{вх}^5 + \dots \quad (6)$$

В общем случае для узкополосных устройств статическая характеристика может отсутствовать, тогда коэффициенты амплитудной характеристики могут быть получены путем аппроксимации экспериментальных или теоретически найденных характеристик, при этом в полиномиальную аппроксимацию АХ входят только нечетные степени входной амплитуды. Аналогично может быть записана полиномиальная аппроксимация для ФАХ, в которую входят только четные степени входной амплитуды

$$\varphi_{вых} = b_0 + b_2 A_{вх}^2 + b_4 A_{вх}^4 + \dots \quad (7)$$

В работе [2] кубическая АХ приведена к универсальному кубическому полиному с нормированными к точке насыщения переменными. Эта универсальная зависимость имела следующий вид:

$$Y(X) = 1.5X - 0.5X^3, \quad (8)$$

$$\text{где } X = \frac{A_{вх}}{A_{вх \text{ нас}}}, Y = \frac{A_{вых}}{A_{вых \text{ нас}}}, A_{вх \text{ нас}} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{a_1}{-a_3}}, A_{вых \text{ нас}} = \frac{2}{3} a_1 A_{вх \text{ нас}}, \text{ причем для АХ с насыщением } a_3 < 0.$$

Для использования квазистационарного метода можно воспользоваться представлением сложного узкополосного сигнала в виде суммы его спектральных нормированных к мощности насыщения составляющих:

$$e(t) = \text{Re} \sum_{m=1}^M E_m \exp(j(\omega_m t - \varphi_m)).$$

Частоты спектральных компонент представлены в виде $\omega_m = \omega_0 + m\Omega$, где Ω — частота дискретизации спектра.

Амплитуды спектральных составляющих выходного сигнала $E_{вых,i}$ определялись с помощью соотношения для дискретной свертки частотного коэффициента усиления и нормированных амплитуд гармоник входного сигнала $E_{вх}$ [3]:

$$E_{вых, n} = \sum_{m=0}^M K_{n-m} E_{вх, m}. \quad (9)$$

Здесь индексы обозначают номер частоты в соответствии с соотношением $\omega_i = \omega_1 + (i-1)\Omega$.

Из универсальной формулы (8) для АХ получаем коэффициент передачи для кубической АХ

$$K(X) = 1.5 - 0.5X^2.$$

Трехчастотный режим. Пусть на входе усилителя действуют три гармонических сигнала, т.е. $M = 3$. Частоты составляющих равны $\omega_1 = \omega_0 + \Omega$, $\omega_m = \omega_0 + m\Omega$, $\omega_k = \omega_0 + k\Omega$, причем $\Omega \ll \omega_1$; значения k и m для каждого набора частот фиксированы и определяют их взаимное расположение.

Амплитуды и фазы этих частотных составляющих на входе соответственно равны:

$$E_1, \varphi_1; E_m = E_1 \mu_m, \varphi_m; E_k = E_1 \mu_k, \varphi_k.$$

Огибающая амплитуд на входе в этом случае определена в виде

$$X(t) = E_1 \times \sqrt{\{1 + \mu_m^2 + \mu_k^2 + 2\mu_m \cos[(m-1)\Omega t + \varphi_m - \varphi_1] + 2\mu_k \cos[(k-1)\Omega t + \varphi_k - \varphi_1] + 2\mu_m \mu_k \times \cos[(m-k)\Omega t + \varphi_m - \varphi_k]\}}$$

Принимая $\varphi_1 = 0$, подставим $X(t)$ в $K(X)$. Тогда значения коэффициентов передачи на всех частотах спектра выходного сигнала имеют вид

$$\begin{aligned} K_0 &= 1.5 - 0.5 E_1 (1 + \mu_m^2 + \mu_k^2); \\ K_{\mp(m-1)} &= -0.5 E_1^2 \mu_m \exp(\mp j \varphi_m); \\ K_{\mp(k-1)} &= -0.5 E_1^2 \mu_k \exp(\mp j \varphi_k); \end{aligned} \quad (10)$$

$$K_{\mp(m-k)} = -0.5 E_1^2 \mu_m \mu_k \exp[\mp j(\varphi_m - \varphi_k)].$$

Подставляя полученные выражения в формулу дискретной свертки (9), можно аналитически рассчитать амплитуды гармоник спектра выходного сигнала.

3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СПЕКТРА ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ЗАДАЧИ УПЛОТНЕНИЯ

При исследовании преобразования на кубической динамической характеристике нелинейного элемента были получены следующие результаты. Если входной сигнал имел многочастотный эквидистантный спектр, то комбинационные составляющие с частотами $k\omega_1 + m\omega_2$ (КС2) и $k\omega_1 + m\omega_2 + n\omega_3$ (КС3), где $k, m, n = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$, могут как попадать вне спектра входного сигнала, так и суммироваться с амплитудами самих гармоник. Так, например, при воздействии 10-частотного входного сигнала на кубическую АХ происходило расширение спектра более чем в два раза, причем на каждую основную гармонику приходилось по четыре КС2 и от 20 до 25 составляющих вида КС3. Однако уплотнения спектра в этом случае не происходило.

При исследовании возможности уплотнения спектра на кубической АХ, частоты составляющих задавались на эквидистантной сетке с шагом Ω таким образом, чтобы можно было изменять их взаимную расстройку. При этом частоты основных (входных) составляющих трехчастотного сигнала задавались следующим образом: $\omega_1, \omega_2 = \omega_1 + m\Omega, \omega_3 = \omega_1 + k\Omega$. При нелинейном взаимодействии появлялись гармоники с номерами $2-k, 2-m, 2m-k, 2m-1, 2k-m, 2k-1, k-m+1,$

$m-k+1, m+k-1$. В результате получены три условия, при которых возможно уплотнение спектра:

1) неравенство частоты комбинационных составляющих частотам основного сигнала: $n \neq 1, n \neq m, n \neq k$ (n – номер комбинационной составляющей в спектре огибающей);

2) попадание внутрь заданного спектра: $1 < n < k$;

3) отличие от нуля амплитуды n -й составляющей, что возможно при $n-1=0, n-m=0, n-1 = \pm(m-1), n-m = \pm(m-1), n-1 = \pm(k-1), n-m = \pm(k-1), n-1 = \pm(k-m), n-m = \pm(k-m), n-k = \pm(k-m)$.

Эти три условия определяли номера составляющих, попадающих между основными частотами, а именно $n_1 = k-m+1, n_2 = 2m-k, k \neq 2m-1$.

На рис. 5 представлена диаграмма расположения КС для трехчастотного входного сигнала. По осям координат отложены значения m и k . На диаграмме линии $k=3, m=2$ и $k=m$ ограничивают область возможных комбинаций значений m и k , при которых возникают КС внутри заданного спектра входного сигнала; линия $k=2m-1$ ограничивает возникновение КС вида n_1 . Штриховыми линиями отмечены геометрические места таких комбинаций с номерами m и k , при которых получаются постоянные значения частот комбинационных составляющих с номером n_1 , а штрихпунктирными линиями – комбинационных составляющих с номерами n_2 .

Точки пересечения линий обеих частот свидетельствуют о том, что при данных комбинациях m и k внутри интервала (m, k) появляется одна комбинационная составляющая, а не две, так как в этом случае $n_1 = n_2$. Двум дополнительным составляющим с частотами $2m-1$ и $2m-k$ соответствовали такие комбинации m и k , которые определяли точки пересечения линий n_1 и n_2 . Линия $k=2m-1$ соответствовала трехчастотному режиму с эквидистантным спектром. В этом случае уплотнения спектра не происходило, так как все комбинационные составляющие лежали либо вне спектра, либо попадали на одну из частот входного сигнала.

При расчете амплитуд комбинационных составляющих кубическая АХ задавалась в виде $P_{\text{вых}}(P_{\text{вх}})$, при этом ФАХ оставалась постоянной.

Преобразование спектра трехчастотного сигнала в приборе с заданной АХ представлено на рис. 6. На этом и последующих аналогичных рисунках по оси абсцисс отложены номера составляющих $n = -10 \dots 30$. По оси ординат – выходная мощность (в дБ) относительно мощности составляющей с максимальной амплитудой. При входных составляющих с индексами $m=3, k=4$ (рис. 6), внутри заданного на входе спектра получалась лишь одна КС с номером частоты $n_1 = n_2 = 2$ (см. рис. 5), мощность которой на 18 дБ ниже мощности основной составляющей.

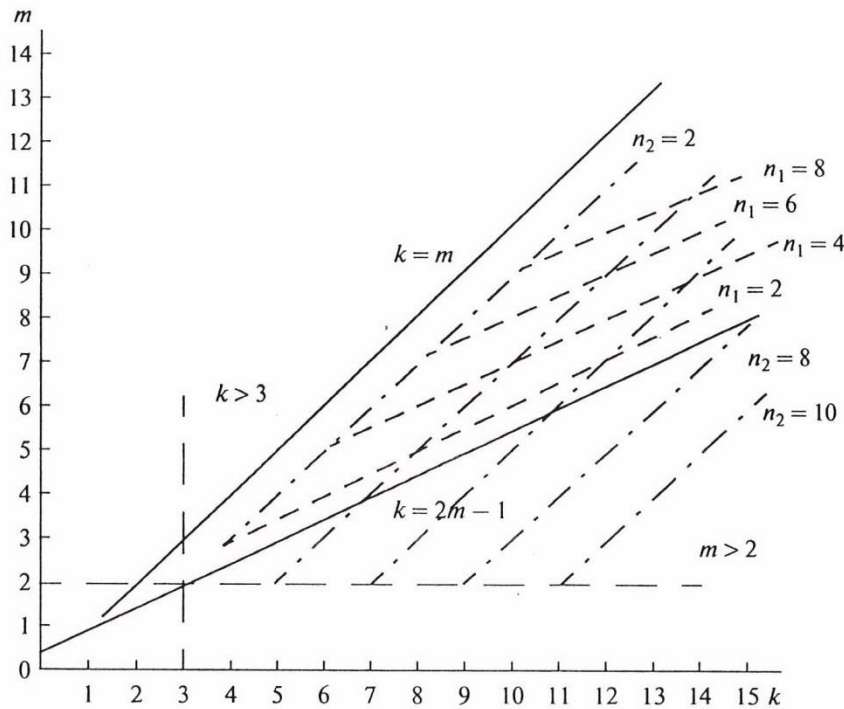


Рис. 5. Диаграмма расположения номеров частот комбинационных составляющих КС2 (штриховые линии) и КС3 (штрих-пунктирные).

На рис. 7 представлен спектр сигнала на выходе ЛБВс иным расположением составляющих на частотной оси, при котором внутри исходного спектра получаются уже две комбинационные составляющие с номерами $2m - k$ и $k - m + 1$, причем амплитуда второй КС на 6 дБ больше амплитуды первой КС.

Рис. 8 демонстрирует уплотнение спектра для пятичастотного сигнала при максимальной входной суммарной мощности, т.е. при полном использовании АХ усилителя. Видно, что уплотнение спектра сопровождается изменением соотношений между амплитудами не только комбинационных, но и основных составляющих.

Очевидно, что усложнение вида АХ (повышение степени полинома) и учет нелинейности ФАХ могут привести к более сложному поведению спектра выходного сигнала. При малых входных мощностях АХ реальных ЛБВ и клистронов могут быть аппроксимированы полиномами третьей степени, а ФАХ — полиномами второй степени. При увеличении суммарной входной мощности в многочастотном режиме такой аппроксимации АХ и ФАХ оказывалось недостаточно. В этом случае необходимо учитывать более высокие степени полиномов, или анализировать изменение сигнала для реальных АХ и ФАХ, независимо от их вида, с помощью программ на ЭВМ с использованием квазистационарного метода.

4. УПЛОТНЕНИЕ СПЕКТРА В ЦЕПОЧКЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

При усилении многочастотных сигналов часто используется не один прибор, а цепочка различных электронных приборов. Например, предварительное усиление проводится с помощью транзисторного усилителя, для промежуточных каскадов используются ЛБВ малой мощности, а в окончательных каскадах — мощные ЛБВ или клистроны. Анализ усиления сложного сигнала в такой цепочке на основе физических моделей входящих в нее приборов представляет трудную задачу, по-

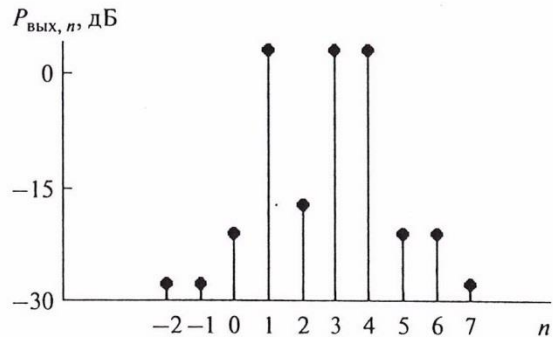


Рис. 6. Выходной спектр при трехчастотном воздействии и $P_{вх} = 0.1$. Частоты составляющих равны: $\omega_1 = \omega_0 + \Omega$; $\omega_2 = \omega_0 + 3\Omega$; $\omega_3 = \omega_0 + 4\Omega$.

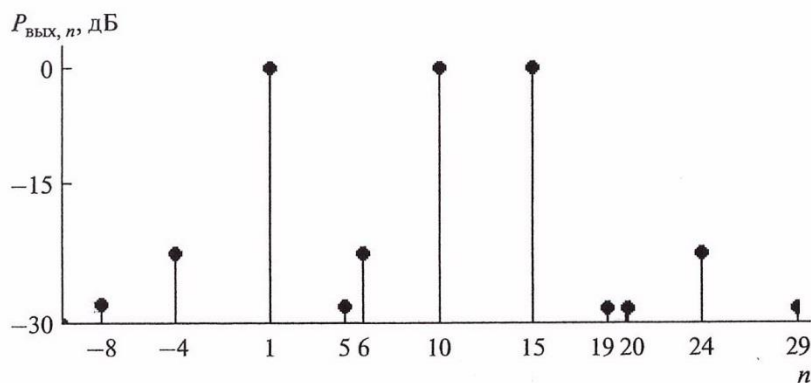


Рис. 7. Уплотнение спектра при $P_{\text{вх},n} = 0.1$ и кубической АХ. Частоты составляющих равны: $\omega_1 = \omega_0 + \Omega$; $\omega_2 = \omega_0 + 10\Omega$; $\omega_3 = \omega_0 + 15\Omega$.

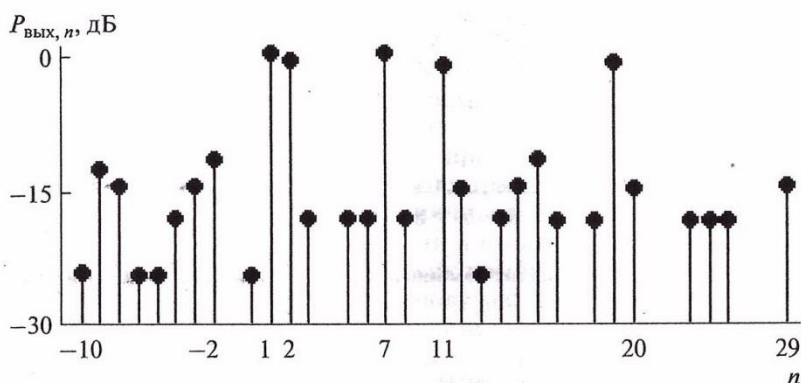


Рис. 8. Уплотнение спектра при пятичастотном воздействии и максимальной входной суммарной мощности.

сколько требует объединения разнородных программ. Однако при исследовании усиления узкополосных сложных сигналов можно использовать квазистационарный подход и для анализа преобразования сигналов в цепочке на основе функциональных моделей приборов. Для этого необходимо знать либо внешние одночастотные характеристики каждого элемента цепочки, либо АХ и ФАХ всей цепочки в целом как одного тракта. Такой подход реализован в программе [5], предназначенной для исследования динамики многочастотного сигнала в цепочке нелинейных усилителей и основанной на анализе преобразования огибающей сигнала каждым элементом цепочки. Поскольку после прохождения каждого элемента цепочки в сигнале появляются комбинационные составляющие, что свидетельствует о перераспределении мощности между составляющими, то можно проследить, как изменяется спектр сигнала от элемента к элементу при различных наборах амплитудных характеристик.

На рис. 9 представлены примеры преобразования трехчастотного сигнала двухкаскадным усилителем с полиномиальной АХ пятой степени и квад-

ратичной ФАХ каждого элемента, а на рис. 10 — аналогичное преобразование при четырехчастотном воздействии на цепочку из трех элементов.

Были исследованы различные типы сигналов и амплитудных характеристик, количество элементов в цепочке. Показано [5], что при использовании нескольких каскадов с идентичными характеристиками уже после третьего-четвертого элемента цепочки спектр выходного сигнала не менялся, если АХ не имела падающего участка (например, с насыщением без падающего участка, или с падающим участком малой крутизны), т.е. в системе устанавливалось некоторое стационарное состояние, обусловленное ограничениями на возникновение новых частот с выбранной частотой дискретизации Ω , и взаимодействием друг с другом только тех наборов частот, которые образовались после первого элемента цепочки, а также эффектом подавления слабых КС сильными основными в следующих каскадах.

При наличии достаточно крутого участка с отрицательной крутизной после каждого каскада спектр расширялся и уплотнялся все больше, и в зависимости от вида сигнала на выходе цепочки

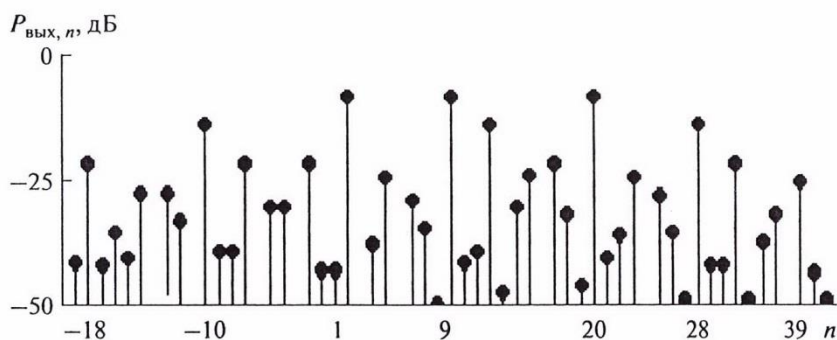


Рис. 9. Уплотнение спектра после двухкаскадной цепочки с АХ пятой степени и квадратичной ФАХ.

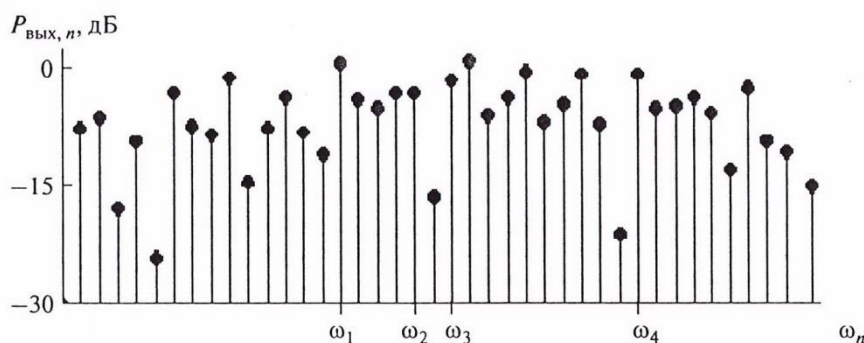


Рис. 10. Уплотнение спектра на выходе цепочки из трех элементов и четырехчастотном воздействии.

могли быть получены шумоподобные сигналы, приближающиеся к узкополосным стохастическим. Следует отметить, что исследования подобных эффектов в цепочках низкочастотных усилителей приведены в работах [6, 7].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанные на основе квазистационарного метода функциональные модели и программа позволили исследовать процессы преобразования сложных многочастотных сигналов в нелинейных структурах с разным видом амплитудных характеристик элементов при различных спектрах сигнала на входе структуры. Полиномиальная аппроксимация АХ и ФАХ нелинейных элементов, позволила получить ряд аналитических или табличных результатов. Разработанная методика позволила проводить оперативный анализ преобразования многочастотных сигналов как в одном элементе, так и в цепочках элементов для подавления комбинационных, или для уплотнения спектра и получения квазишумовых колебаний, применяемых, например, в радиосистемах со сверхширокополосными сигналами [10].

Исследование выполнено в рамках программы Научный фонд НИЦ ВШЭ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пиковский А.С. // РЭ. 1988. Т. 33. № 2. С. 305.
2. Андреевская Т.М., Солнцев В.А. Искажения и коррекция сигналов в электронных приборах СВЧ. Саратов: Изд-во СГУ, 1988. С. 15.
3. Малышенко В.И., Солнцев В.А. // Электрон. техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1969. Вып. 10. С. 72.
4. Малышенко В.И., Солнцев В.А. // Электрон. техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1972. Вып. 10. С. 16.
5. Андреевская Т.М., Солнцев В.А. // Электрон. техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1990. Вып. 4. С. 64.
6. Андреевская Т.М. Искажения и коррекция сигналов в электронных приборах СВЧ. Саратов: Изд-во СГУ, 1988. С. 5.
7. Солнцев В.А. Лекции по электронике СВЧ и радиофизике. Саратов: Изд-во СГУ, 1983. С. 150.
8. Андреевская Т.М., Капалин М.В., Назарова М.В., Солнцев В.А. // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике. Саратов: Изд-во СГУ, 1989. Кн. 1. С. 54.
9. Андреевская Т.М. // Тр. Междунар. научн.-техн. конф. "Актуальные проблемы электронного приборостроения-92". Новосибирск: НЭТИ, 1992. Т. 1. Ч. 2. С. 30.
10. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В. и др. // РЭ. 2008. Т. 53. № 10. С. 1278.