



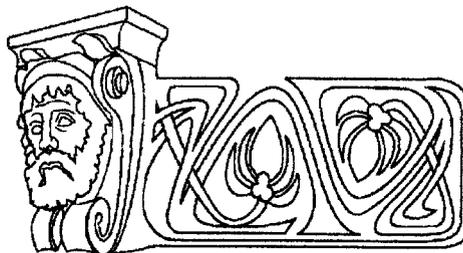
УДК 621.385.632

## РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА МНОГОЧАСТОТНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ С ПРОДОЛЬНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ

Б. Е. Железовский, А. П. Козырев\*

Саратовский государственный университет,  
кафедра физики и методико-информационных технологий  
E-mail: fiz@sgu.ru

\*Саратовская государственная академия права,  
кафедра информатики



Проведен обзор радиотехнических методов анализа нелинейных усилителей. Предложено представление нелинейного усилителя в виде типового радиотехнического звена, состоящего из входного и выходного фильтров и безынерционного нелинейного элемента. Описаны методы идентификации элементов радиотехнического звена. Обсуждается проблема учета амплитудно-фазовой конверсии. Продемонстрирована возможность успешного описания с помощью предложенной модели многочастотных режимов работы СВЧ усилителей.

### RADIOTECHNICAL METHODS FOR THE ANALYSIS OF THE MULTIFREQUENCY WORKING REGIMES OF THE BEAM DEVICES WITH LONGITUDINAL INTERACTION

B. Y. Jelesovsky, A. P. Kozyrev

The survey of the radiotechnical methods for the nonlinear amplifiers analysis is conducted. The presentation of the nonlinear amplifier as typical radiotechnical link, consisting of input and output filters and inertionless nonlinear amplifier, is proposed. The methods of the identification of the radiotechnical link elements are described. The problem of registration of amplitude-to-phase conversion is discussed. The possibility of the successful description of the multifrequency working regimes of the microwave amplifiers using the proposed model is demonstrated.

#### 1. ОБЗОР И СОПОСТАВЛЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ПОДХОДОВ К АНАЛИЗУ МНОГОЧАСТОТНОЙ РАБОТЫ ЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ СВЧ

В одной из наиболее ранних работ, посвященных радиотехническому рассмотрению ЛБВ [1], сделана попытка расчёта комбинационных составляющих спектра колебаний на выходе усилителя при условии двух и трёх гармонических входных сигналов. В основу анализа положено представление ЛБВ в виде некоторого безынерционного нелинейного элемента, амплитудная характеристика которого описывалась полиномом по нечётным степеням амплитуды входного сигнала с действительными коэффициентами. Это дало возможность провести расчёт спектральных составляющих спектра нечётных порядков.

Аналогичный подход характерен для исследований, результаты которых описаны в [2], при изучении взаимной и перекрестной модуляции в ЛБВ, под которыми понималось

уменьшение амплитуды одного из усиливаемых сигналов и генерация в ЛБВ высших комбинационных составляющих.

Дальнейшие исследования были посвящены развитию методов аппроксимации амплитудных характеристик СВЧ усилителей [3, 4] и предложено с целью упрощения математических операций и отражения специфического характера хода амплитудных характеристик ЛБВ, включая область их насыщения, использовать аппроксимацию в виде синусоидальной зависимости.

Рассмотренные в работах [1, 4] радиотехнические подходы не позволяли учесть имеющую место в приборах СВЧ с инерционной группировкой амплитудно-фазовую конверсию, сущность которой состоит в том, что амплитудные изменения входного сигнала приводят дополнительно к фазовым изменениям выходного сигнала [5, 6]. Кроме того, работы [1, 6] не позволяли рассчитывать весь комбинационный спектр, так как не вычислялись составляющие чётных порядков.

Для описания узкополосных сигналов в работах [7, 8] был предложен квазистационарный метод, согласно которому по амплитудной и фазоамплитудной характеристикам прибора, найденным в режиме усиления монохроматического сигнала, рассматривалось нелинейное преобразование комплексной огибающей входного сигнала. Аналогичные расчёты выполнены в [9, 10]. Использование предложенного метода справедливо лишь для сигналов достаточно близких частот, когда амплитудная и фазоамплитудная характеристики в интервале изменения частот входных сигналов считаются практически совпадающими.

Квазистационарные методы относятся к графоаналитическим методам, в которых характеристики ЛБВ задаются либо графически, либо по таблице. Возможна и аппроксимация характеристик полиномиальными зависимостями, в частности степенными поли-



номами с комплексными коэффициентами [11, 13]. Такой подход в принципе позволяет учитывать эффект амплитудно-фазовой конверсии и вычислять амплитуды любой из комбинационных составляющих спектра выходных колебаний. Вместе с тем точность их расчёта оказывается сильно зависящей от степени аппроксимирующего полинома, интервала аппроксимации и самого способа получения коэффициентов аппроксимирующего полинома.

Несмотря на определённую значимость упомянутых работ, их отличает один существенный недостаток: они дают возможность проводить расчёты лишь на фиксированной частоте или в ближайшей её окрестности. Что же касается сложных сигналов с большим разносом их спектральных составляющих, усиливаемых традиционно широкополосными ЛБВ, то их анализ не представляется возможным, необходимы поиски новых оригинальных подходов, устраняющих указанные выше затруднения. В частности, одним из наиболее перспективных направлений можно считать использование в теории нелинейных СВЧ усилителей с инерционной группировкой типового радиотехнического звена (ТРТЗ) или его модификаций, учитывающих как нелинейные, так и инерционные свойства реальных приборов.

Под типовым радиотехническим звеном подразумевается структурно-функциональная схема, состоящая из последовательно соединённых элементов: входного линейного элемента, безынерционного нелинейного элемента и выходного линейного элемента [14].

Линейные элементы характеризуются комплексными коэффициентами передачи, зависящими от частоты, но не зависящими от амплитуды входного сигнала. Безынерционный нелинейный элемент описывается характеристикой мгновенных значений, т.е. связывает мгновенное значение сигнала на выходе безынерционного элемента с его значением на входе. Для аналитического описания безынерционного нелинейного элемента, как правило, используется степенной ряд с действительными коэффициентами.

В работе [15] сделана попытка учёта полосовых свойств ЛБВ путём последовательного включения безынерционного нелинейного элемента и линейного (выходного) элемента, однако, как показали последующие исследования [16, 17], этого недостаточно. Несмотря на то что схема работы, предложенная в [15], формально дополнена входным линейным элементом, представление ЛБВ в виде типового радиотехнического звена фактически отсутствует, так как авторы работ [16, 17] под линейными элементами

подразумевают элементы волноводного тракта, в который ЛБВ включена как нелинейный элемент.

Существенно, что представление любого усилителя в виде типового радиотехнического звена или какой-либо иной структурной схемы должно сопровождаться разработкой соответствующих методик идентификации каждого из его структурных элементов. В противном случае практически реализовать идею построения структурных элементов невозможно.

Решение вопросов идентификации отдельных элементов типового радиотехнического звена было дано в работе [18], в которой предложен метод нахождения их характеристик в аналитическом виде по данным физического эксперимента. Следует, однако, отметить, что предложенная идентификация элементов ТРТЗ, построенного для приборов СВЧ диапазона, оказывается затруднительной, поскольку она разработана для нелинейных усилителей с полосой, существенно превышающей октаву. В частности, необходимо экспериментально измерять уровни 2-й и 3-й гармоник, что для типичных усилителей СВЧ не характерно. Поэтому можно считать, что проблема идентификации элементов ТРТЗ оставалась до последнего времени решённой не в полной мере.

В работе [19] приведен ряд методик нахождения структурных элементов ТРТЗ и экспериментальное подтверждение их эффективности.

При описании нелинейностей в радиотехнических устройствах широкое применение нашли модели Гаммерштейна, Винера в виде обобщённого радиотехнического звена, многоканальные модели [20 – 25], а также модель в виде функционального ряда Вольтера. Однако, как отмечается в работе [26], исследование прохождения многочастотного сигнала через СВЧ усилители на основе этих моделей представляют собой громоздкую вычислительную задачу. По всей видимости это обстоятельство объясняет отсутствие в периодической печати законченных исследований указанными методиками. Более того, для реальных физических устройств ряды, по которым идёт разложение, часто оказываются расходящимися [27, 28].

Перспективным для исследования многочастотных явлений в СВЧ приборах представляется модель так называемого обобщённого радиотехнического звена (ОРТЗ) [21, 22]. В указанных работах сделана попытка проведения идентификации элементов ОРТЗ при использовании в качестве тестовых двух сигналов – гармонического и бигармонического. Однако практическая реализация пред-



лагаемой методики идентификации оказывается затруднительной.

Принимая во внимание, что модель ОРТЗ в принципе позволяет учесть специфическое физическое явление – амплитудно-фазовую конверсию, представлялось целесообразным уделить особое внимание поиску относительно простых способов идентификации элементов ОРТЗ. Соответствующие исследования приводятся в настоящей работе.

Важно отметить, что они существенно отличаются по своей методологической направленности от исследований многосигнальных режимов работы СВЧ приборов на основе изучения физических процессов группирования электронов под воздействием сигналов сложного спектрального состава [29 – 30]. Последнее необходимо в первую очередь для изучения физики работы приборов, выявления фундаментальных закономерностей энергообмена между протяжёнными потоками электронов и электромагнитными волнами сложного спектрального состава. В отличие от этого в данной работе рассмотрение многочастотных режимов работы приборов СВЧ проводится на основе их интегральных характеристик, когда прибор выступает как часть сложной радиотехнической системы. В этом случае на первый план выступают полосовые и энергетические характеристики приборов в различных режимах их функционирования. Это в первую очередь и обусловило выбор в качестве модели исследуемых СВЧ приборов типового радиотехнического звена.

Очевидно, что ТРТЗ не может выступать в качестве некоторой универсальной модели нелинейных усилителей, находящих широкое применение в радиотехнических системах. Однако наиболее часто встречающиеся усилители диапазона СВЧ (ЛБВ О-типа и пролётные клистроны), использующие инерционные свойства электронного потока, могут быть достаточно условно описаны моделью ТРТЗ [19, 31 – 35]. Это связано с тем, что в традиционно используемых усилительных режимах указанные приборы имеют специфические амплитудные характеристики, допускающие их разложение в ряд Тейлора по амплитудам входного воздействия и являющиеся подобными в смысле их масштабного преобразования по входным и выходным амплитудам в полосе усиливаемых частот. В этом случае масштабное преобразование по входным амплитудам реализуется амплитудно-частотной характеристикой входного линейного элемента ТРТЗ, а масштабное преобразование по выходным амплитудам осуществляется амплитудно-частотной характеристикой выходного линейного элемента.

## 2. МЕТОДЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ СТРУКТУРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ТИПОВОГО РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ЗВЕНА

### 2.1. Метод анализа усиления сигналов в нелинейном усилителе с помощью модели ТРТЗ

Рассмотрим типовое радиотехническое звено [19], структурно состоящее из трёх последовательно соединённых элементов: линейного элемента  $K_1$ , безынерционного нелинейного элемента  $K_2$  и линейного элемента  $K_3$  (рис.1).

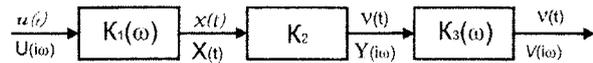


Рис. 1

Предполагается, что выходной сигнал каждого элемента не зависит от последующей подключаемой нагрузки, то есть элементы между собой «развязаны», и нет доступа во внутренние точки соединения элементов. Иначе каждая из подсистем могла бы рассматриваться отдельно. Предполагается также, что линейные элементы описываются комплексными коэффициентами передачи  $K_1(i\omega)$  и  $K_3(i\omega)$ , а безынерционный нелинейный элемент (БНЭ) – характеристикой мгновенных значений  $y=f(x)$ , определяющей сигнал на выходе  $y(t)$  в момент времени  $t$  по величине входного сигнала  $x(t)$  в тот же момент времени. Относительно характеристики БНЭ можно предположить, что она удовлетворяет условиям разложения в ряд Тейлора и представима в виде степенного ряда

$$y(t) = f(x(t)) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k x^k(t). \quad (1)$$

В том случае, когда анализируемый сигнал  $y(t)$  задан своим спектром  $U(i\omega)$ , по известному коэффициенту передачи  $K_1(i\omega)$  для первого линейного элемента находится спектр  $X(i\omega)$  сигнала  $x(t)$ , поступающего в дальнейшем на вход БНЭ:

$$X(i\omega) = K_1(i\omega) \cdot U(i\omega). \quad (2)$$

Анализ прохождения сигнала  $X(i\omega)$  через БНЭ можно провести различными способами. В частности, если спектр  $X(i\omega)$  непрерывный, то можно получить временную форму представления сигнала  $x(t)$ , для чего используется обратное преобразование Фурье.

Пусть  $x(t)$  представляет собой сумму  $k$  гармонических колебаний с различными амплитудами и частотами, т.е.

$$x(t) = \sum_{n=1}^k X_n \cos(\omega_n t + \theta_n) = \sum_{n=1}^k X_n \cos \Phi_n,$$



где  $X_n$  – амплитуда,  $\omega_n$  – частота,  $\theta_n$  – начальная фаза,  $\Phi_n = \omega_n t + \theta_n$  – полная фаза  $n$ -й гармоники. На выходе безынерционного нелинейного элемента сигнал будет также иметь дискретный спектр:

$$y(t) = \sum_{m=1}^{\infty} Y_m \cos \Psi_m + \frac{1}{2} Y_0,$$

где  $\Psi_m = m_1 \Phi_1 + m_2 \Phi_2 + \dots$  носит название комбинационной полной фазы, а  $m_1, m_2, \dots$  – целые числа. Рассмотрение спектра  $y(t)$  позволяет заключить, что спектр сигнала на выходе БНЭ имеет большее число гармонических составляющих (становится «богаче») по сравнению со спектром входного сигнала. Амплитуды  $Y_m$  можно вычислить, если известно разложение характеристики нелинейного элемента в степенной ряд по следующей формуле [15]:

$$Y_m = 2 \times \sum_{n_1=0}^{\infty} \sum_{n_2=0}^{\infty} \dots \frac{[2(n_1 + n_2 + \dots) + |m_1| + |m_2| + \dots]!}{2^{2(n_1 + n_2 + \dots) + |m_1| + |m_2| + \dots}} \times \frac{a_2(n_1 + n_2 + \dots) + |m_1| + |m_2| + \dots}{(n_1 + |m_1|)! n_1! (n_2 + |m_2|)! n_2! \dots} \times X_1^{2n_1 + m_1} X_2^{2n_2 + m_2} \dots \quad (3)$$

Использование приведенной выше схемы анализа прохождения сигнала через нелинейный усилитель возможно в том случае, когда для конкретного прибора можно построить модель в виде типового радиотехнического звена и определить (с заданной степенью точности) конкретные характеристики элементов  $K_1, K_2, K_3$ .

Таким образом, задача построения модели прибора и нахождения характеристик этой модели сводится к задаче идентификации.

## 2.2. Идентификация фильтров по характерным точкам амплитудных характеристик

Наиболее значительной работой по идентификации структурных элементов ТРТЗ является работа [19]. В ней предложен метод, основанный на использовании в качестве входного воздействия детерминированного гармонического тестового сигнала и измерении спектра выходного сигнала. Однако использование метода рассчитано на идентификацию лишь широкополосных усилительных устройств с полосой, существенно превышающей октаву. Для усилителей, не обладающих такими широкополосными свойствами, метод работы [16] не может быть применим. Поэтому поиски методов идентификации элементов ТРТЗ остаются актуальными.

В настоящем пункте статьи предлагается метод [17], использующий амплитудные характеристики безынерционного нелинейного элемента при наличии чётко выраженного максимума. Сущность предложенного метода заключается в том, что в качестве входного воздействия на ТРТЗ выбирается гармонически сигнал  $u(t) = U_1 \cos(\omega t)$  с изменяемой амплитудой  $U_1$  и частотой  $\omega$  в пределах, допустимых условиями эксплуатации реального прибора.

Значения амплитудно-частотных характеристик  $K_1(\omega)$  и  $K_3(\omega)$  определяются по семейству амплитудных характеристик первых гармонических составляющих выходного сигнала. Так, например, для большинства СВЧ усилителей амплитудные характеристики имеют вид, показанный на рис. 2, где  $U_1$  и  $V_1$  – амплитуды первых гармоник соответственно на входе и выходе прибора. Из этого семейства выбирается произвольная характеристика на какой-либо фиксированной частоте  $\omega_0$ , называемой опорной частотой.

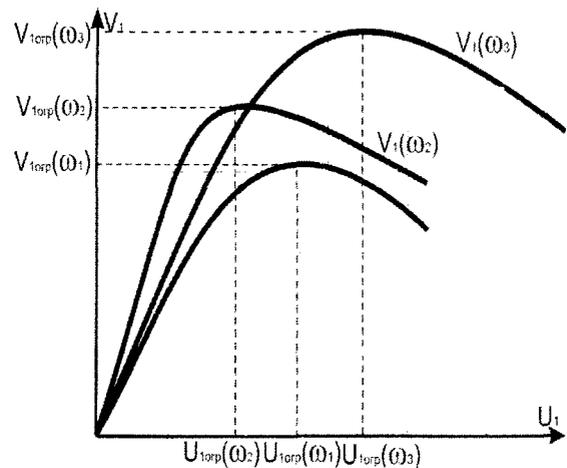


Рис. 2

Выбор этой частоты ничем не ограничен, и обычно  $\omega_0$  выбирают в центре рабочей полосы прибора.

Принимая во внимание, что интерес представляют не сами значения абсолютных величин сигналов в полосе, а лишь их относительные уровни, без потери общности можно считать, что на выбранной опорной частоте амплитудно-частотные характеристики фильтров принимают значения, равные единице:  $K_1(\omega_0) = K_3(\omega_0) = 1$ .

Так как амплитуда сигнала на выходе ТРТЗ может быть представлена в форме

$$V_1 = K_3(\omega) \left( \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n+1} K_1^{2n+1}(\omega) U_1^{2n+1} \right),$$

то на опорной частоте



$$V_1 = \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n+1} U_1^{2n+1},$$

т.е. амплитудная характеристика ТРТЗ на этой частоте совпадает с амплитудной характеристикой БНЭ ( $K_2$ ).

Насыщение каждой амплитудной характеристики БНЭ наступает при вполне определенном значении амплитуды сигнала  $X_{1\text{огр}}$ , которое на частоте  $\omega$  совпадает с  $U_{1\text{огр}}$ . Соответственно величина амплитуды на выходе БНЭ на опорной частоте в точке насыщения  $Y_{1\text{огр}}$  совпадает с  $V_{1\text{огр}}$ . По своему определению амплитудно-частотные характеристики линейных элементов записываются в виде

$$K_1(\omega) = X_1(\omega)/U_1(\omega), \quad K_3(\omega) = V_1(\omega)/Y_1(\omega). \quad (4)$$

Поскольку режим ограничения амплитуды безынерционного нелинейного элемента не зависит от частоты, то, как следует из формулы (4):

$$X_{1\text{огр}} = K_1(\omega_1)U_{\text{огр}} = K_1(\omega_0)U_{1\text{огр}}(\omega_0), \\ Y_{1\text{огр}} = V_{1\text{огр}}(\omega)/K_3(\omega) = V_{1\text{огр}}(\omega_0)/K_3(\omega_0).$$

Тогда

$$K_1(\omega) = X_{1\text{огр}}/U_{1\text{огр}}(\omega) = U_{1\text{огр}}(\omega_0)/U_{1\text{огр}}(\omega), \\ K_3(\omega) = V_{1\text{огр}}(\omega)/Y_{1\text{огр}} = V_{1\text{огр}}(\omega)/V_{1\text{огр}}(\omega_0).$$

Эти соотношения позволяют достаточно простым способом найти значения амплитудно-частотных характеристик линейных элементов  $K_1$  и  $K_3$ , т.е. идентифицировать указанные структурные элементы рассматриваемого ТРТЗ. Указанный способ идентификации наиболее адекватно описывает амплитудно-частотные характеристики при работе нелинейных усилителей вблизи точки насыщения.

### 2.3. Идентификация фильтров по коэффициенту усиления

В ряде практических случаев может встречаться ситуация, когда установить точку максимума амплитудной характеристики на основной частоте, необходимой для проведения идентификации линейных элементов  $K_1$  и  $K_3$  изложенными ранее методами, не удаётся.

В частности, это может произойти при отсутствии генератора достаточной мощности, выхода из строя усилителя при больших входных мощностях, принципиальном отсутствии характеристик, имеющих участки с отрицательной дифференциальной крутизной и т.п. В этих случаях можно предложить несколько другую методику определения амплитудно-частотных характеристик  $K_1(\omega)$  и  $K_3(\omega)$ . Она основана на использовании иных особых точек на амплитудных характери-

ках. Эти точки определяются следующим образом. Пусть в результате эксперимента или численного моделирования найдены амплитудные характеристики первой гармоники исследуемого усилителя, снятые при одночастотном воздействии в рабочей полосе частот. На основе этих характеристик можно определить коэффициент усиления как отношение амплитуды основного сигнала на выходе к амплитуде сигнала на входе, т.е.

$$K_{yc}(\omega, U) = V_1/U_1.$$

На выбранной опорной частоте  $\omega_0$ , где  $K_1(\omega_0) = K_3(\omega_0) = 1$ , коэффициент усиления типового радиотехнического звена будет совпадать с коэффициентом усиления безынерционного нелинейного элемента:

$$K_{yc}(\omega_0, U_1) = V_1/U_1 = Y_1/U_1 = Y_1/X_1 = K_{yc}(X_1).$$

Как следует из структурной схемы ТРТЗ, амплитудная характеристика всего звена на любой из рабочих частот  $\omega$  будет определяться выражением

$$V_1 = K_3(\omega) \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n+1} K_1^{2n+1}(\omega) U_1^{2n+1}. \quad (5)$$

Из формулы (5) следует, что коэффициент усиления БНЭ запишется в виде

$$K_{yc}(X_1) = \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n+1} X_1^{2n} b_1 + b_3 X_1^2 + b_5 X_1^4 + \dots, \quad (6)$$

а коэффициент усиления всего типового радиотехнического звена на произвольной частоте  $\omega$  переписывается в форме

$$K_{yc}(\omega, U_1) = K_3(\omega) \sum_{n=0}^{\infty} b_{2n+1} K_1^{2n+1}(\omega) U_1^{2n+1} = \\ = K_3(\omega) [b_1 K_1(\omega) + b_3 K_1^3(\omega) U_1^2 + b_5 K_1^5(\omega) U_1^4 + \dots]. \quad (7)$$

При малом уровне входного сигнала, характеризующем линейный режим работы прибора, когда можно считать, что  $U_1$  и  $X_1$  близки к нулю, в разложениях (6) и (7) можно учитывать только первый член, и мы имеем:

$$K_{yc}(\omega_0, 0) = b_1, \quad K_{yc}(\omega, 0) = K_3(\omega) K_1(\omega) b_1, \quad (8)$$

откуда следует, что

$$K_{yc}(\omega, 0) = K_{yc}(\omega_0, 0) K_3(\omega) K_1(\omega).$$

Очевидно, для любой из семейства амплитудных характеристик в частотном диапазоне можно найти такую точку, коэффициент усиления в которой в  $\gamma$  раз отличается от коэффициента усиления при малом входном сигнале. При этом  $\gamma$  – некоторая постоянная величина, принимающая какое-либо значение в интервале  $0 < \gamma < 1$ . Тогда



$$K_{yc}(\omega, U_{1c}) = \gamma K_{yc}(\omega, 0). \quad (9)$$

Значение выходной амплитуды при  $U_1 = U_{1c}$  определяется по амплитудной характеристике, снятой на частоте  $\omega$ , и обозначается  $V_{1c}$ . На опорной частоте  $\omega_0$ , когда  $K_1(\omega_0) = K_3(\omega_0) = 1$ , можно положить  $U_{1c} = X_{1c}$ ,  $V_{1c} = Y_{1c}$ , а также

$$K_{yc}(X_{1c}) = \gamma K_{yc}(0). \quad (10)$$

Из формулы (10) с учётом формул (8) и (6) следует, что для БНЭ

$$\gamma = K_{yc}(X_{1c}) / K_{yc}(\omega_0, 0) = 1 + \frac{b_3}{b_1} X_{1c}^2 + \frac{b_5}{b_1} X_{1c}^4 + \dots \quad (11)$$

В то же время из формулы (9) с учётом формулы (7) для всего ТРТЗ получается:

$$\begin{aligned} \gamma &= K_{yc}(\omega, U_{1c}) / K_{yc}(\omega, 0) = \\ &= 1 + \frac{b_3}{b_1} K_{1c}^2(\omega) U_{1c}^2 + \frac{b_5}{b_1} K_{1c}^4(\omega) U_{1c}^4 + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

Проводя анализ формул (11) и (12), можно сделать вывод, что коэффициент  $\gamma$  представим в виде степенных рядов с совпадающими коэффициентами. В силу единственности степенного ряда для заданной функции получаем:

$$K_1^n(\omega) U_{1c}^n = X_{1c}^n, \text{ или } K_1(\omega) U_{1c} = X_{1c}. \quad (13)$$

Величина выходной амплитуды на частоте  $\omega$  для входного сигнала с амплитудой  $U_{1c}$  определяется по формуле (5)

$$V_{1c} = K_3(\omega) [b_1 K_1(\omega) U_{1c} + b_3 K_3^3(\omega) U_{1c}^3 + b_5 K_3^5(\omega) U_{1c}^5 + \dots],$$

которая с учётом формулы (13) примет вид

$$\begin{aligned} V_{1c} &= K_3(\omega) [b_1 X_{1c} + b_3 X_{1c}^3 + b_5 X_{1c}^5 + \dots] = \\ &= K_3(\omega) Y_{1c}. \end{aligned} \quad (14)$$

Полученные выражения (13) и (14) полностью определяют амплитудно-частотные характеристики линейных элементов типового радиотехнического звена:

$$K_1(\omega) = X_{1c} / U_{1c}, \quad K_3(\omega) = V_{1c} / Y_{1c}, \quad (15)$$

где  $U_{1c}$  и  $V_{1c}$  – амплитуда сигнала на частоте  $\omega$ .

Проведённый анализ позволяет сформулировать следующий алгоритм идентификации линейных элементов  $K_1$  и  $K_3$  типового радиотехнического звена. После того как получено семейство амплитудных характеристик (см. рис. 2), следует задать значение  $\gamma$  в интервале (0, 1). В частности, можно выбрать  $\gamma = 1/\sqrt{2}$ , и это означает, что мощность гармонического сигнала на выходе равна мощ-

ности, при которой усиление уменьшается в два раза по сравнению с усилением в линейном режиме ( $P_{вх} \rightarrow 0$ ). После задания величины  $\gamma$  по амплитудным характеристикам можно определить значения коэффициентов усиления  $K_{yc}(\omega, 0) = V_1 / U_1$  при малом сигнале и значения входных амплитуд, для которых выполняется соотношение  $V_{1c} / U_{1c} = \gamma K_{yc}(\omega)$ . Как и ранее, одна из частот в центральной части рабочего диапазона, для которой снята амплитудная характеристика, может быть выбрана в качестве опорной. На этой частоте  $U_{1c} = X_{1c}$ ,  $V_{1c} = Y_{1c}$ . Окончательно амплитудно-частотные характеристики вычисляются по формулам (15). Приведенный алгоритм, как показывает его использование, отличается простотой, достаточно высокой надежностью и не требует определения высших комбинационных гармоник для нахождения  $K_1(\omega)$  и  $K_3(\omega)$  в рабочей полосе исследуемого нелинейного усилителя.

#### 2.4. Идентификация фильтров по дифференциальной крутизне амплитудной характеристики

Аналогичный описанному выше алгоритм идентификации амплитудно-частотных характеристик линейных элементов ТРТЗ можно построить, используя понятие дифференциальной крутизны амплитудной характеристики:

$$S(\omega, U_1) = \frac{dV_1}{dU_1}.$$

Для безынерционного нелинейного элемента дифференциальная крутизна будет соответствовать дифференциальной крутизне всего ТРТЗ на опорной частоте  $\omega_0$ , когда  $K_1(\omega_0) = K_3(\omega_0) = 1$ ,  $U_1 = X_1$ ,  $V_1 = Y_1$ :

$$S(X_1) = \frac{dY_1}{dX_1} = S(\omega_0, U_1).$$

Из формулы (5) следует, что

$$S(X_1) = b_1 + 3b_3 X_1^2 + 5b_5 X_1^4 + \dots, \quad (16)$$

$$\begin{aligned} S(\omega, U_1) &= K_3(\omega) [b_1 K_1(\omega) + 3b_3 K_3^3(\omega) U_1^2 + \\ &+ 5b_5 K_3^5(\omega) U_1^4 + \dots]. \end{aligned} \quad (17)$$

При входном гармоническом сигнале с амплитудой, близкой к нулю, дифференциальная крутизна амплитудных характеристик БНЭ и ТРТЗ будет соответственно определяться как:



$$S(0)=b_1, S(\omega,0)=K_3(\omega)K_1(\omega)b_1. \quad (18)$$

Так же, как и в предыдущем случае, можно найти значения входных амплитуд, при которых дифференциальная крутизна отличается от дифференциальной крутизны при малом входном сигнале в  $\gamma$  раз, т.е. необходимо найти такие  $U_{1d}, X_{1d}$  при

$$S(\omega, U_{1d})=\gamma S(\omega,0), \quad (19)$$

$$S(X_{1d})=\gamma S(0). \quad (20)$$

Из формул (19) и (22) с учётом формулы (18) следует, что

$$\gamma=S(\omega, U_{1d})/S(\omega,0)=1+3b_3/b_1K_1^2(\omega)U_{1d}^2+5b_5/b_1K_1^4(\omega)U_{1d}^4+\dots \quad (21)$$

а из формул (20) и (16) с учетом формулы (18) следует, что

$$\gamma=S(X_{1d})/S(0)=1+3b_3/b_1X_{1d}^2+5b_5/b_1X_{1d}^4+\dots \quad (22)$$

Анализируя формулы (21) и (22), можно сделать вывод, что  $K_1^n(\omega)U_{1d}^n=X_{1d}^n$  или  $K_1(\omega)U_{1d}=X_{1d}$ , откуда следует соотношение для определения значения амплитудно-частотной характеристики  $K_1(\omega)$  на некоторой частоте  $\omega$ :

$$K_1(\omega)=X_{1d}/U_{1d}. \quad (23)$$

Значение выходной амплитуды  $V_{1d}$  при входном сигнале с амплитудой  $U_{1d}$  можно найти по формуле (5):

$$V_{1d}=K_3(\omega)[b_1K_1(\omega)U_{1d}+b_3K_1^3(\omega)U_{1d}^3+b_5K_1^5(\omega)U_{1d}^5+\dots],$$

которая с учётом (23) переписывается в виде

$$V_{1d}=K_3(\omega)[b_1X_{1d}+b_3X_{1d}^3+b_5X_{1d}^5+\dots].$$

Отсюда следует, что  $V_{1d}=K_3(\omega)Y_{1d}$ .

Окончательно для определения значения амплитудно-частотной характеристики линейного элемента  $K_3$  на частоте  $\omega$  находим:

$$K_3(\omega)=V_{1d}/Y_{1d}. \quad (24)$$

### 2.5. Идентификация безынерционного нелинейного элемента

Рассмотрим способ идентификации безынерционного нелинейного элемента.

Для вывода рабочих формул воспользуемся представлением характеристики мгновенных значений в виде экспоненциального ряда:

$$y(t)=f(x(t))=\sum_{s=0}^{\infty} \alpha_s \exp(\beta_s x(t)),$$

где  $\alpha_s, \beta_s$  – действительные числа.

Если входной сигнал представим в виде суммы гармонических колебаний:

$$x(t)=\sum_{n=0}^{\infty} X_n \cos(\omega_n + \theta_n) = \sum_{n=0}^{\infty} X_n \cos(\Phi_n),$$

то на выходе безынерционного нелинейного элемента образуется сигнал вида

$$y(t)=\sum_{m=1}^{\infty} Y_m \cos \psi_m + \frac{1}{2} Y_0,$$

где  $\Psi_m=m_1\Phi_1+m_2\Phi_2+\dots+m_k\Phi_k+\dots$

Величина амплитуды  $Y_m$  вычисляется по формуле

$$Y_m=2 \sum_{s=0}^{\infty} \alpha_s I_{m_1}(\beta_s X_1) I_{m_2}(\beta_s X_2) \dots \times I_{m_k}(\beta_s X_k) \dots, \quad (25)$$

где  $I_m(Z)$  – модифицированная функция Бесселя.

### 3. УЧЕТ ЯВЛЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИИ В НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОДЕЛЯМИ С ТРТЗ

Использование типового радиотехнического звена в качестве модели нелинейного элемента в радиотехнических системах обладает тем недостатком, что оно не учитывает явления амплитудно-фазовой конверсии (АФК), которое присуще многим приборам СВЧ диапазона [6]. В настоящее время существует много методов и способов описания этого специфического физического явления [6, 11]. Наиболее перспективным и удачным можно по всей видимости считать метод описания устройств с АФК, основанный на модели параллельно соединённых звеньев, содержащих безынерционные нелинейные элементы [36, 37].

Качественно новым подходом представляется модель обобщённого радиотехнического звена (ОРТЗ), состоящая из параллельно соединённых звеньев, каждое из которых состоит из последовательно включенных линейного входного фильтра, нелинейного элемента, представляющего собой степенную функцию, и линейного выходного фильтра [21, 22]. Трудности практического использования указанной модели связаны со спецификой записи БНЭ, приводящей к необходимости учёта большого числа параллельных ветвей структурной схемы модели. Это существенно увеличивает число расчётных процедур в процессе идентификации элементов модели.

Для демонстрации упрощения идентификации с сохранением возможности успеш-



ного учёта АФК представляется перспективной разработкой такой модели, которая позволяла бы сочетать простоту типового радиотехнического звена в смысле идентификации его элементов и достоинства ОРТЗ в плане учёта АФК. В качестве такой модели в [31, 35] предлагается структурная схема из параллельно включенных ТРТЗ, характеристики БНЭ которых в общем случае могут быть произвольными и отличными друг от друга [29, 30, 31].

С целью демонстрации возможности описания явления АФК с помощью параллельно включенных БНЭ представим нелинейный усилитель в виде «чёрного ящика» (рис. 3).



Рис. 3

Пусть  $u(t)$  и  $v(t)$  – соответственно входной и выходной сигналы. При гармоническом входном сигнале  $u(t) = U \cos \omega t$  на выходе «чёрного ящика» образуется сигнал вида

$$v(t) = 1/2 V_0 + \sum_{p=0}^{\infty} V_p \cos(p\omega t + \theta_p(U)). \quad (26)$$

Фазовые сдвиги  $\theta_p(U)$  обусловлены наличием амплитудно-фазовой конверсии и зависят от величины амплитуды входного сигнала.

Легко может быть показано, что если к нелинейному устройству с АФК параллельно подключить некоторое типовое радиотехническое звено (рис. 4), то полученная структурная схема может служить моделью некоторого нового нелинейного устройства с АФК. Как видно из схемы (см. рис. 4), воздействие входного гармонического сигнала обуславливает на выходе устройства с АФК сигнал, выражаемый формулой (26), а на выходе ТРТЗ образуется сигнал:

$$z(t) = 1/2 Z_0 + \sum_{p=0}^{\infty} Z_p \cos(p\omega t + \varphi_p),$$

где  $\varphi_p$  – фазовые сдвиги, создаваемые линейными элементами  $K_1$  и  $K_3$ .

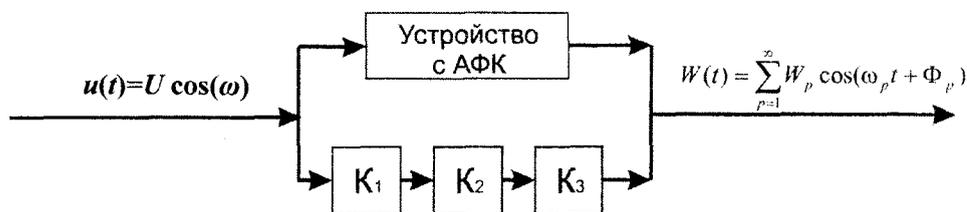


Рис. 4

Суммарный сигнал будет иметь вид

$$w(t) = 1/2 W_0 + \sum_{p=0}^{\infty} W_p \cos(p\omega t + \psi_p),$$

где  $W_p \cos(p\omega t + \psi_p) = Z_p \cos(p\omega t + \varphi_p) + V_p \cos(p\omega t + \theta_p(U))$ .

Проведя преобразования, получаем:

$$W_p \cos \psi_p = Z_p \cos \varphi_p + V_p \cos \theta_p,$$

$$W_p \sin \psi_p = Z_p \sin \varphi_p + V_p \sin \theta_p,$$

откуда следует, что

$$\psi_p = \arctg \frac{Z_p \sin \varphi_p + V_p \sin \theta_p}{Z_p \cos \varphi_p + V_p \cos \theta_p}.$$

Анализируя эту формулу, можно сделать вывод, что  $\psi_p$  является функцией, зависящей от амплитуды входного сигнала, так как  $Z_p(U)$ ,  $V_p(U)$ ,  $\theta_p(U)$  – функции, зависящие от  $U$ .

Проведённые рассуждения позволяют заключить, что моделью нелинейного устройства АФК может служить система, со-

стоящая из параллельно соединённых типового радиотехнического звена и некоторого нового дополнительного устройства с АФК. В свою очередь, это дополнительное устройство АФК можно представить в виде предложенной структурной схемы (см. рис. 4). Повторяя подобный процесс многократно, приходим к выводу, что совокупность параллельно соединённых ТРТЗ и дополнительного устройства с АФК представляет собой также некоторое нелинейное устройство с АФК. Если при реализации указанного процесса обеспечивать последовательное уменьшение мощности на выходе дополнительного устройства с АФК, то можно сделать вывод, что совокупность параллельно соединённых ТРТЗ (рис. 5) с необходимой степенью адекватности может служить моделью реального нелинейного усилителя, в котором присутствует амплитудно-фазовая конверсия.

Справедливость высказанного можно подтвердить, используя известный аппарат рядов Вольтера.

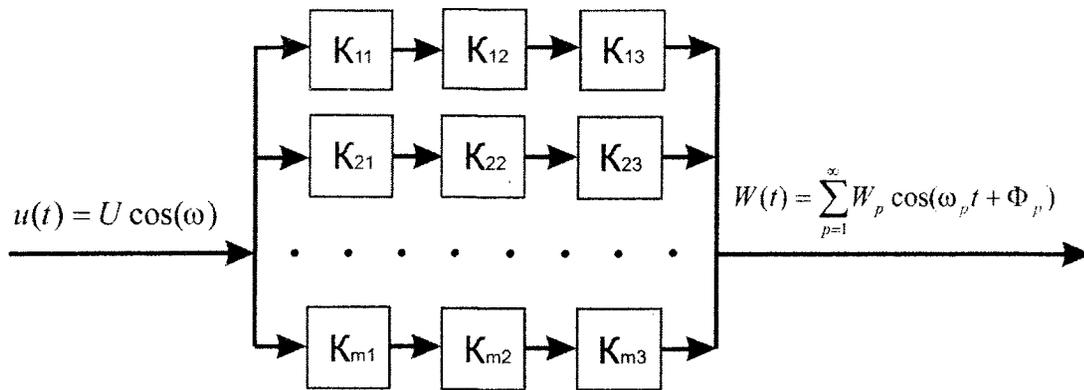


Рис. 5

**4. УСИЛЕНИЕ СИГНАЛА В ПРЕСУТВИИ СВИПИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ**

Существенную практическую значимость имеет анализ усиления гармонического сигнала в присутствии другого сигнала (помехи), частота которого меняется во всем диапазоне усиления прибора.

Решение такой задачи моделированием процессов в СВЧ усилителях путем решения системы нелинейных многочастотных интегродифференциальных уравнений весьма сложно, особенно для близких сигналов, и не представляется возможным в том случае, когда частоты сигналов несоизмеримы. Что же касается развиваемого в настоящей работе радиотехнического подхода, то он позволяет провести необходимый анализ сравнительно простым способом.

Из формул, приведенных в [40, 41], для величин амплитуд основного сигнала и помехи на выходе ЛБВ соответственно можно получить следующие зависимости:

$$V_c = K_3(\omega_c)[b_1 K_1(\omega_c) U_c + b_3 K_1^3(\omega_c) U_c^3 + 2b_3 K_1(\omega_c) U_c K_1^2(\omega_n) U_n^2], \quad (27)$$

$$V_n = K_3(\omega_n)[b_1 K_1(\omega_n) U_n + b_3 K_1^3(\omega_n) U_n^3 + 2b_3 K_1(\omega_n) U_c K_1^2(\omega_c) U_c^2], \quad (28)$$

где  $\omega_c$  и  $\omega_n$  – частоты основного сигнала и помехи, а  $U_c$  и  $U_n$  – их амплитуды на входе.

Для определенности положим амплитуды помехи и сигнала равными:  $U_c = U_n = 0,04$ . На рис.6 – 8 приведены графики зависимостей выходных амплитуд сигнала  $V_c$  и помехи  $V_n$  в полосе усиления ЛБВ для трех выбранных значений частоты сигнала:  $\omega_c = 1,0$  (см. рис. 6),  $\omega_c = 1,1$  (см. рис. 7),  $\omega_c = 1,2$  (см. рис. 8) при условии, что  $0,92 \leq \omega_n \leq 1,28$ .

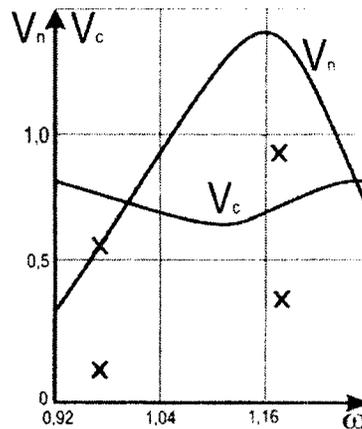


Рис. 6

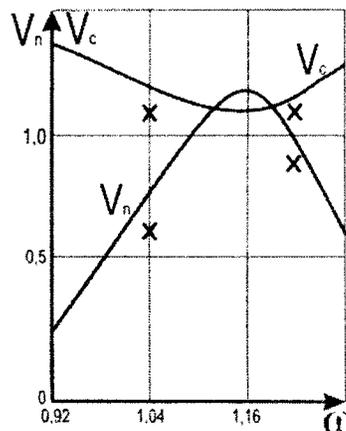


Рис. 7

Рассмотрение полученных графиков позволяет заключить, что в зависимости от положения помехи может наблюдаться как превышение ее амплитуды над амплитудой основного сигнала, так и противоположное соотношение. Небезынтересно, что при определенных значениях частот наблюдается режим



равных выходных амплитуд дополнительно к ожидаемому, когда частота помехи становится равной частоте сигнала.

Соответствующая частота помехи может быть как больше, так и меньше  $\omega$ .

При сближении частот сигнала и помехи наблюдается характерное подавление основного сигнала (эффект блокирования). При этом, если сигнал находится в низкочастотной области усиления ЛБВ, характеризующейся повышенным значением сопротивления связи волны напряжения сигнала в замедляющей системе с электронным потоком, эффект блокирования менее выражен, чем при более высокочастотном сигнале.

На выходе ЛБВ уровень усиления основного сигнала  $V_c$  зависит от реализации необходимых условий синхронизма между волной напряжения и электронным потоком [32, 33].

Аналогичное заключение вытекает из рассмотрения приведенных графиков. Так, на рис. 6 при  $\omega_c = 1$  в соответствии с дисперсионными свойствами исследуемой ЛБВ условия синхронизма не обеспечены в той степени, как при  $\omega_c = 1,1$  (см. рис. 7). Поэтому усиление основного сигнала в первом случае существенно ниже, чем во втором. Это обстоятельство приводит к тому, что подавляющее действие сигнала на помеху в случае  $\omega_c = 1$  ослаблено и усиление помехи идет более интенсивно, чем в случае  $\omega_c = 1,1$ .

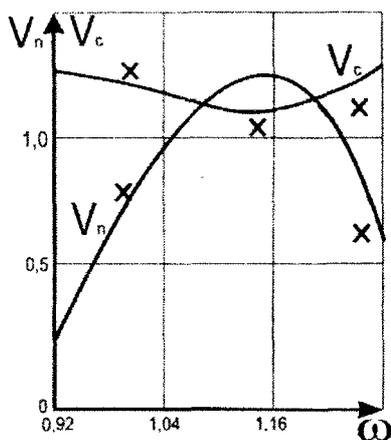


Рис. 8

По уровню усиления сигнала и помехи (см. рис. 7, 8) отличаются мало в связи с тем, что при выборе частоты сигнала на высокочастотном конце частотного диапазона значения сопротивления связи и параметра несинхронности от частоты практически не зависят [33].

На рис. 5 – 8 точками представлены расчеты по системе нелинейных уравнений ЛБВ [33], позволяющие сделать вывод о хорошем совпадении с ними расчетов по модели ТРТЗ.

Таким образом, можно заключить, что применение радиотехнического подхода позволяет описать достаточно простым способом все закономерности усиления сигнала в присутствии помехи, частота которой меняется во всем диапазоне усиления.

#### 5. АНАЛИЗ УРОВНЯ КОМБИНАЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА ПРИ ДВУХСИГНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ ЛБВ

Повышенный интерес к оценке высших комбинационных составляющих третьего порядка обусловлен в первую очередь тем обстоятельством, что они попадают в полосу интенсивного усиления ЛБВ и существенно влияют на энергетику СВЧ прибора. Кроме того, они характеризуют нелинейные свойства усилителя, оцениваемые эффектом интермодуляции.

Расчет уровня интермодуляционных составляющих осуществлялся по формуле

$$Y_{21} \approx \mu_2 [Y_1(v_2 X_1) v_2 X_1 - Y_1(v_2 X_1)],$$

$$\text{где } v_m^2 = 1 + \frac{m+1}{m} \lambda^2,$$

$$\mu_m = \frac{\left(\frac{\lambda}{2}\right)^{m-1}}{(m-1)! v_m^{2m-1}} \text{ при } m = 2, \text{ с учетом ам-}$$

плитудно-частотных характеристик фильтров  $K_1$  и  $K_3$  для тех же режимов работы ЛБВ.

Результаты расчетов приведены на рис. 9 – 13. На рис. 9 – 11 представлены графики зависимостей амплитуд комбинационных составляющих  $2\omega_c - \omega_n$  и  $2\omega_n - \omega_c$  от частоты помехи, которая изменилась во всем диапазоне [0,92; 1,28].

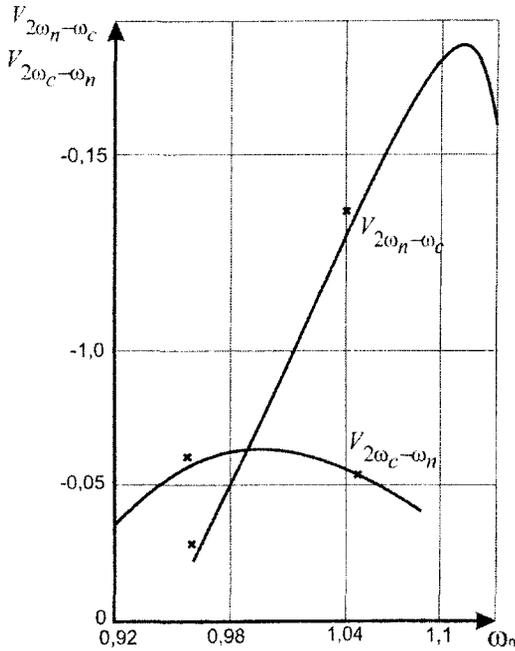


Рис. 9

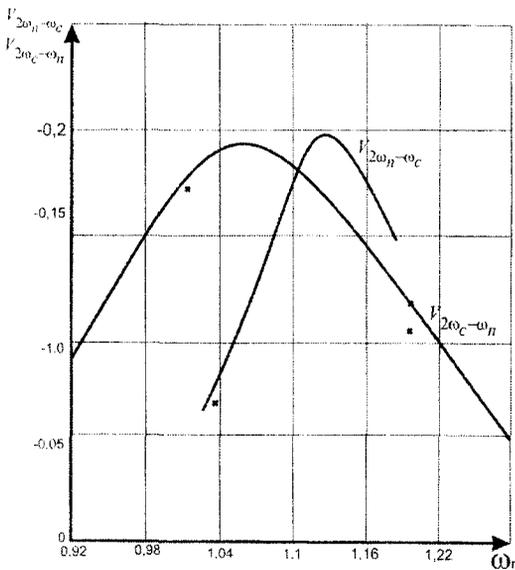


Рис. 10

Сопоставление рис. 9–10 и рис. 7–8 позволяет отметить ряд специфических закономерностей. В частности, когда  $\omega_c = 1$  и  $V_n > V_c$ , оказывается, что  $V_{2\omega_n - \omega_c} > V_{2\omega_c - \omega_n}$ . При  $V_n < V_c$  амплитуда комбинационной составляющей частоты  $V_{2\omega_n - \omega_c}$  меньше, чем соответствующая амплитуды комбинационной частоты  $V_{2\omega_c - \omega_n}$ . Аналогичная закономерность наблюдается и на графиках рис. 7–8, построенных при других значениях нормированной частоты сигнала ( $\omega_c = 1,1$  и  $\omega_c = 1,2$ ).

Вид амплитудно-частотной характеристики рассматриваемой ЛБВ позволяет гово-

рить о низкочастотной ее части ( $\omega_c < 1,12$ ) и о высокочастотной ( $\omega_n > 1,12$ ).

В первом случае амплитуда той высокочастотной комбинационной составляющей, частота которой больше  $\omega_c$  (на рис. 9  $\omega_c = 1$ ), на выходе ЛБВ преобладает над амплитудой более низкочастотной комбинационной составляющей. При  $\omega_n > \omega_c$  более высокочастотной является составляющая частоты  $2\omega_n - \omega_c$ , а при  $\omega_n < \omega_c$  это будет  $2\omega_c - \omega_n$ . Такие же выводы следуют из рассмотрения графиков рис. 10, 11. Для высокочастотного участка АЧХ наблюдается противоположная по характеру закономерность. Как следует из рис. 11, преобладающей является амплитуда комбинационной составляющей частоты  $2\omega_c - \omega_n$ , т.е. более низкочастотная составляющая.

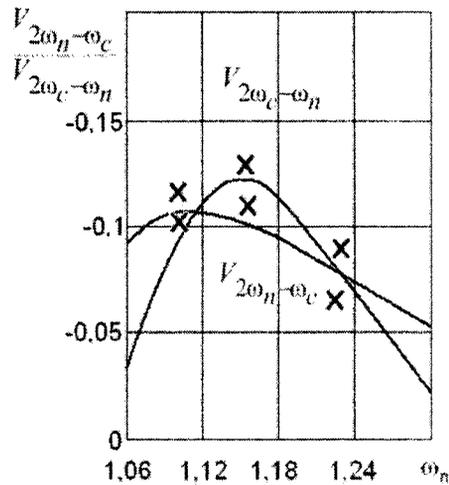


Рис. 11

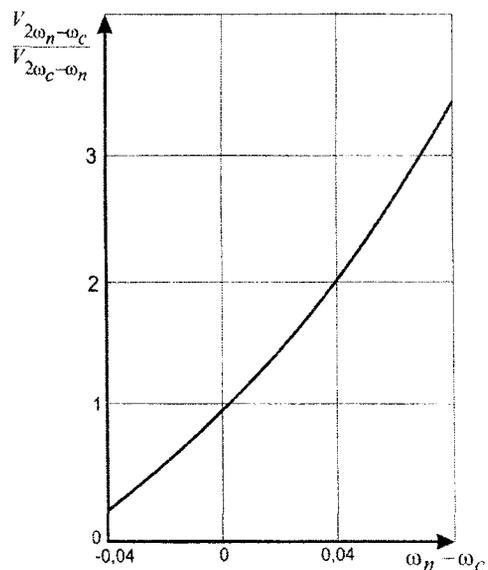


Рис. 12

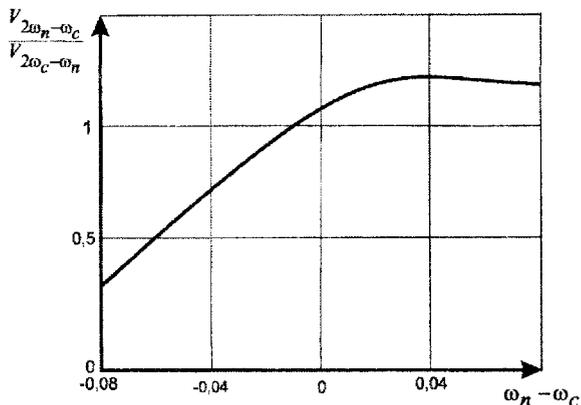


Рис. 13

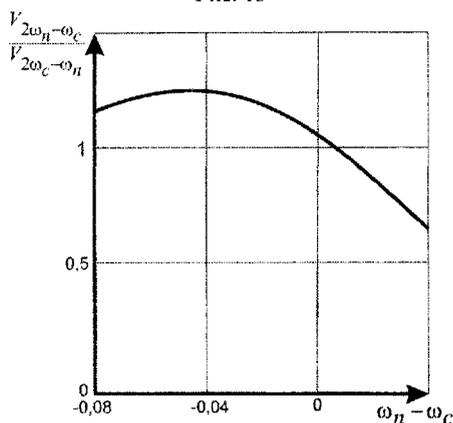


Рис. 14

### ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

Подводя итог проведенным исследованиям, можно заключить, что авторами статьи разработан эффективный метод анализа нелинейных СВЧ усилителей с инерционной группировкой, позволяющий решать многочисленные прикладные задачи, возникающие при изучении различных проблем многоканальной связи, электромагнитной совместимости радиотехнических и многих других систем.

В работе продемонстрирована возможность успешного исследования радиотехнического метода для решения разнообразных задач электроники СВЧ. Метод отличается простотой, наглядностью, высокая точность расчетов и практическая направленность. В его основу положены представления нелинейных усилителей моделью типового радиотехнического звена, состоящего из последовательно соединенных входного и выходного фильтров и безынерционного элемента.

Разработаны оригинальные методы идентификации структурных элементов ра-

диотехнического звена применительно к специфике относительно узкополосных СВЧ усилителей, характеризующихся частотной зависимостью их внутренних параметров. В отличие от имеющихся методов идентификации, базирующихся на предположении значительной широкополосности усилительных устройств, предложенный метод не страдает указанными ограничениями. В этом смысле он универсален и распространяется на широкий класс радиотехнических усилительных устройств.

Предложены методы расчета амплитуд спектральных составляющих на выходе безынерционного нелинейного элемента, специфика которых состоит в использовании экспериментально снятых (или рассчитанных теоретически) в монохроматическом режиме. При этом исключается необходимость использования разложения амплитудной характеристики в степенные ряды или другие аппроксимирующие выражения, точное нахождение коэффициентов которых на практике вызывает серьезные трудности.

Необходимо отметить, что предлагаемый метод анализа нелинейных устройств применен к решению задачи описания амплитудно-фазовой конверсии. Обсуждается ряд схем, основанных на модели типового радиотехнического звена, и получены базовые соотношения для последующего и детального изучения, даны рекомендации по повышению точности описания этого специфического физического явления.

### Библиографический список

1. Котырев Е.А. Расчёт спектра комбинационных частот и коэффициента подавления в СВЧ усилителях в случае двух и трёх исходных сигналов // Вопросы радиоэлектроники. Сер.12, Общетехническая. 1960. №5. С. 16–32.
2. Фоттер Дж., Куц В. Взаимная и перекрестная модуляция в ЛБВ // Лампа с бегущей волной. М., 1968. С.92–110.
3. Двинских В.А. Оценка нелинейных свойств ЛБВ в случае гармонического входного сигнала с помощью эквивалентного четырёхполюсника // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1970. №10. С.62–65.
4. Двинских В.А. Эквивалентная схема замещения нелинейности лампы бегущей волны для гармонического и квазигармонического входных сигналов // Некоторые вопросы измерений и статистической радиофизики. Саратов, 1971. С.23–27.
5. Арделян Н.Г., Милютин Д.Д. Фазовые характеристики ЛБВ типа УВ-230 // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1970. №2. С.65–74.



6. Амплитудно-фазовая конверсия / Г.М. Крылов, В.З. Пруслин, Е.А. Богатырёв и др.; Под ред. Г.М. Крылова. М., 1979.
7. *Мальшенко В.И., Солнцев В.А.* Нелинейный анализ двухчастотного режима работы ЛБВ при близких частотах // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1969. №10. С. 72–80.
8. *Мальшенко В.И., Солнцев В.А.* Нелинейный анализ многочастотного режима работы ЛБВ при близких частотах // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1972. №10. С. 16–26.
9. *Арделян Н.Г., Кац А.М.* Расчёт составляющих выходного сигнала ЛБВ при многосигнальном усилении // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1971. №3. С.45–54.
10. *Арделян Н.Г., Каргин А.Н., Кац А.М.* Исследование многочастотного режима работы ЛБВ // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1975. №2. С.26–33.
11. *Пруслин В.З.* Об одновременном нелинейном усилении нескольких гармонических колебаний // Радиотехника. 1974. №12. С.45–52.
12. *Гольдин С.М.* О преобразовании суммы гармонических колебаний четырёхполосником с комплексной нелинейностью // Радиотехника. 1971. №11. С.42–51.
13. *Деев В.В.* Прохождение нескольких фазоманипулированных сигналов через усилитель с комплексной нелинейностью // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1978. №5. С.45–48.
14. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М., 1974. Т.1.
15. *Котырев Е.А., Плисе Л.Е.* Спектральные особенности устойчивой генерации колебаний в генераторах с запаздывающей обратной связью // Радиотехника и электроника. 1965. №9. С. 1628–1634.
16. *Дихтяр В.П., Парамонов Б.М.* Условия подавления цепочкой последовательно соединённых нелинейных усилителей малых возмущений в присутствии мощного моногармонического сигнала // Радиотехника и электроника. 1979. №3. С.643–647.
17. *Дихтяр В.П., Кислов В.Я., Парамонов Б.М.* Автовольновые многочастотные процессы в цепочках из последовательно соединённых идентичных усилителей // Радиотехника и электроника. 1980. №11. С. 2419–2432.
18. *Сверкунов И.Д.* Идентификация и контроль качества нелинейных элементов радиоэлектронных систем. М., 1975.
19. *Железовский Б.Е., Козырев А.П., Шапошников Ю.А.* Радиотехнический подход к анализу многочастотных режимов работы ЛБВ // Электроника СВЧ: Тез. докл. X Всесоюз. науч. конф. Минск, 1983. С. 32–33.
20. *Вольтерра В.* Теория функционалов, интегральных и интегро-дифференциальных уравнений. М., 1982.
21. *Егоров Е.А., Зайцев А.К., Кабанов Д.А.* Модели нелинейных радиотехнических цепей на классе полигармонических сигналов // Метрология. 1982. №4. С.53–59.
22. *Кудряшов А.А., Гаврилов М.В.* Сложнее сигнал – проще модель СВЧ устройства // Лекции по электронике СВЧ. Саратов, 1986. Кн.1. С.15–28.
23. *Назарова М.В., Солнцев В.А.* Функциональные модели для печечных структур с ЛБВ и преобразование сигнала // Лекции по электронике СВЧ. Саратов, 1986. Кн.1. С.29–42.
24. *Макаренко Б.И., Иванов М.А.* Функциональный метод исследования нелинейных радиотехнических систем // Радиотехника. 1980. №4. С.13–24.
25. *Тихонов В.И.* Нелинейные преобразования случайных процессов. М., 1986.
26. *Бруевич А.Н., Евтянов С.И.* Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. М., 1965.
27. *Железовский Б.Е., Козырев А.П.* Описание нелинейных усилителей с АФК совокупностью ТРТЗ // Искажения и коррекция сигналов в электронных приборах СВЧ: Тез. докл. Всесоюз. семинара. М., 1988. С.4.
28. *Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С.* Функциональные ряды в теории нелинейных систем. М., 1976.
29. *Кац А.М., Ильина Е.М., Манькин И.А.* Нелинейные явления в СВЧ приборах О-типа с длительным взаимодействием. М., 1975. 296 с.
30. *Железовский Б.Е., Кальянов Э.В.* Многочастотные режимы в приборах СВЧ. М., 1978.
31. *Железовский Б.Е., Козырев А.П., Пичугин П.А.* Расчёт блокирования и взаимной модуляции по амплитудной характеристике СВЧ усилителя // Искажения и коррекция сигналов в электронных приборах СВЧ: Тез. докл. Всесоюз. семинара. М., 1988. С. 19–20.
32. *Железовский Б.Е., Козырев А.П., Шапошников Ю.А.* Радиотехнический подход к анализу многочастотных режимов работы ЛБВ // Электроника СВЧ: Тез. докл. X Всесоюз. науч. конф. Минск, 1983. С. 32 – 33.
33. *Железовский Б.Е., Козырев А.П., Шапошников Ю.А.* Использование типового радиотехнического звена для исследования закономерностей усиления многочастотного сигнала в ЛБВ // Вопросы электроники СВЧ. Флуктуации в физических системах. Саратов, 1985. Вып.15. С.33–42.
34. *Железовский Б.Е., Козырев А.П.* Новый метод анализа эффектов блокирования и интермодуляции // Современные проблемы информатики, вычислительной техники и автоматизации: Тез. докл. Всесоюз. науч. конф. М., 1988. С.77.
35. Новые радиотехнические методы анализа нелинейных режимов электронных приборов СВЧ / С.Н. Голубев, Б.Е. Железовский, А.П. Козырев, В.А. Рачков // Электронное приборостроение: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. Новосибирск, 1988. С. 96.
36. *Hetrakul P., Taylor D.P.* Nonlinear quadrature model for a travelling-wave-tube-type amplifier // Electronics letters. 1975. № 2. P. 50.
37. *Сидоров В.М., Кудашов В.Н.* Метод определения спектра в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией // Радиотехника. 1976. № 1. С. 10–17.