

**ТОЧНЫЙ СТАЦИОНАРНЫЙ РЕЖИМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА
 ТЕЛЕВИЗИОННОГО МАЛОШУМЯЩЕГО КАМЕРНОГО ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ**

**ТОЧНИЙ СТАЦІОНАРНИЙ РЕЖИМ ПАРАМЕТРИЧНОГО МОДУЛЯТОРА
 ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МАЛОШУМНОГО КАМЕРНОГО ВІДЕОПІДСИЛЮВАЧА**

**EXACT OF STANDARD REGIME OF PARAMETRIC MODULATOR TELEVISION
 IN CAMERA TUBE AMPLIFIER**

Аннотация. В телевидении в камерных видеоусилителях на видиконе для уменьшения шумов применяются параметрические входные каскады, собственные шумы которых малы. Исследуется регулярность и квазирегулярность стационарного режима параметрического модулятора.

Анотація. У телебаченні в камерних відеопідсилювачах на відиконі для зменшення шумів застосовують параметричні входні каскади, шуми яких надто малі. Досліджується регулярність та квазирегулярність стаціонарного режиму параметричного підсилювача.

Summary. In television in camera amplifiers on camera tubes for noise reduction is used parametric input cascades, own noises of which substantially less. The regular and kvasi-regular of station regime is estimated.

Для решения проблемы улучшения шумовых характеристик камерных видеоусилителей на видиконах целесообразно входной каскад усиления видеосигнала с частотой Ω выполнить параметрическим [1...3].

Структурная схема параметрического видеоусилителя (ПВУ), выполненного по схеме модулятор-демодулятор (М-Д) приведена на рис. 1,а. В схеме рис. 1,а обозначены: I_0 – источник видеосигнала с частотой Ω , М – модулятор; Д – демодулятор; Г – генератор накачки с частотой ν .

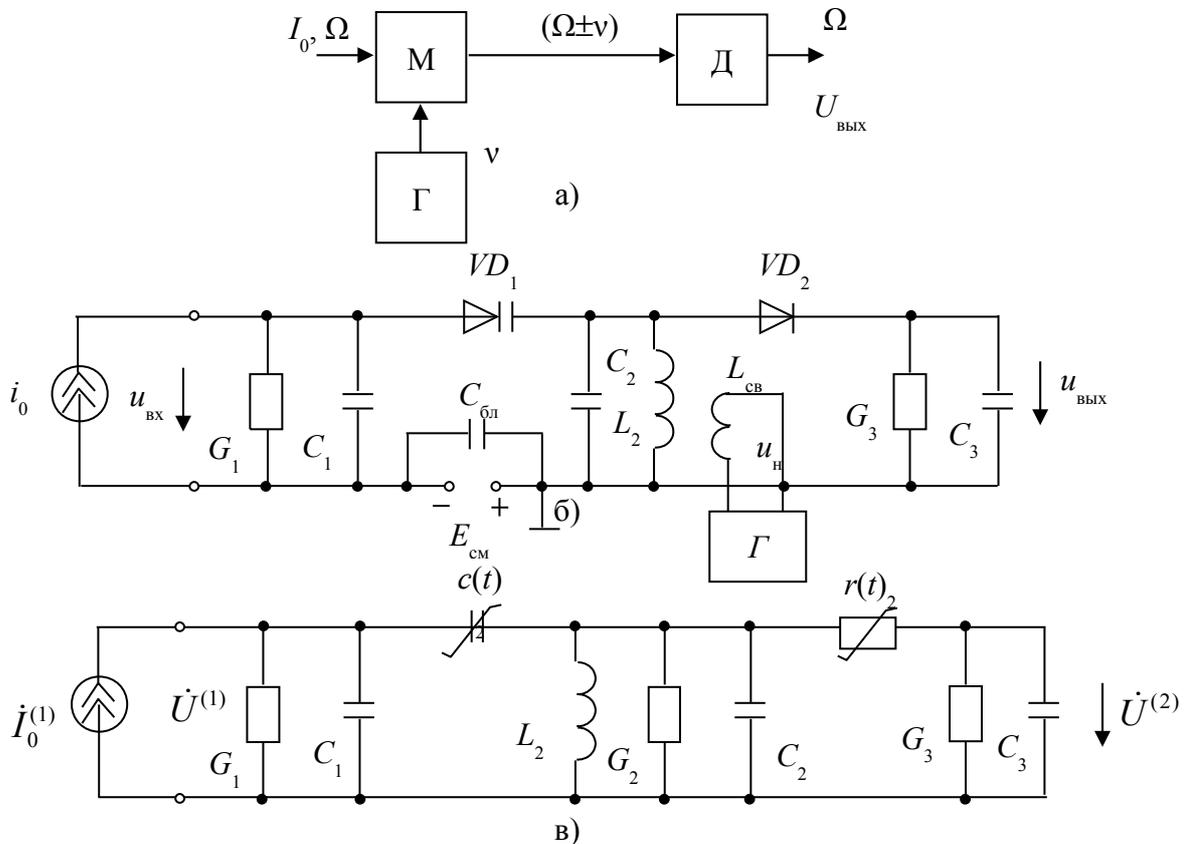


Рисунок 1 – Параметрический видеоусилитель модулятор – демодулятор:
 а) структурная схема; б) принципиальная схема; в) линейная параметрическая модель

Принципиальная схема ПВУ приведена на рис. 1,б. В схеме 1,б обозначены: $VD1$ – параметрический диод; $VD2$ – высокочастотный диод; G_1C_1 – эквивалентные параметры источника сигнала (видикона); C_2, L_2 – емкость и индуктивность резонансного контура, настроенного на частоту накачки ν ; G – генератор накачки; $L_{св}$ – индуктивность катушки связи, которая служит для подачи напряжения накачки в ПВУ; G_3, C_3 – эквивалентные параметры нагрузки видеоусилителя; $E_{см}$ – напряжение смещения для выбора рабочей точки параметрического диода $VD1$; $C_{бл}$ – блокировочная емкость.

Для малого сигнала, если напряжение накачки с частотой ν много больше напряжения сигнала с частотой Ω , нелинейную схему ПВУ (рис. 1,б) можно заменить линейной параметрической моделью (рис. 1,в), состоящей из емкостного модулятора (ЕМ) и резистивного демодулятора (РД). В схеме рис. 1,в обозначены: $c(t)$ – параметрическая емкость; $r(t)$ – параметрический резистор; L_2, G_2, C_2 – эквивалентные параметры резонансного контура, настроенного на частоту накачки ν .

Как следует из рис. 1,в, ПВУ можно моделировать каскадным соединением емкостного модулятора (ЕМ) и резистивного демодулятора (РД). Усиление и шумовые характеристики ПВУ определяются, в основном, параметрическим модулятором.

Стационарный режим модулятора является его важной характеристикой. Рассмотрим итерационный алгоритм его расчета, представляемый следующими шагами: 1-й шаг: составление схемы замещения с постоянными параметрами, для чего используются F -модели параметрических элементов; 2-й шаг: определение условий регулярности (либо квазирегулярности) для спектральных матриц; решение о возможности перехода к следующему шагу; 3-й шаг: расчет передаточных функций; 4-й шаг: анализ результатов и уточнение расчетных моделей.

В статье [1] рассмотрен 1-й шаг указанного алгоритма. В ней изучена модель из трех уравнений (это (3) в [1]). На верхних видеочастотах погрешность стационарного режима удовлетворительна, на средних и особенно на низких видеочастотах погрешность неудовлетворительна. Поэтому нужен точный метод расчета, для этого необходимо перейти к 3-му шагу.

В литературе этот вопрос не рассмотрен.

Цель данной статьи – дать точный расчет стационарного режима параметрического модулятора телевизионного малошумящего видеоусилителя.

1. Стационарный режим емкостного модулятора. При расчете стационарных режимов селективных параметрических схем в литературе обычно предполагают, что можно учитывать малое число комбинационных продуктов, исходя из "физических", так называемых, соображений, полагая, что избирательность фильтров "велика" и требования к погрешности расчетов невелики. На этом предположении построено много работ, например, монография [4], в которых погрешность практически не учитывается.

Параметрическая модель емкостного модулятора приведена на рис. 2.

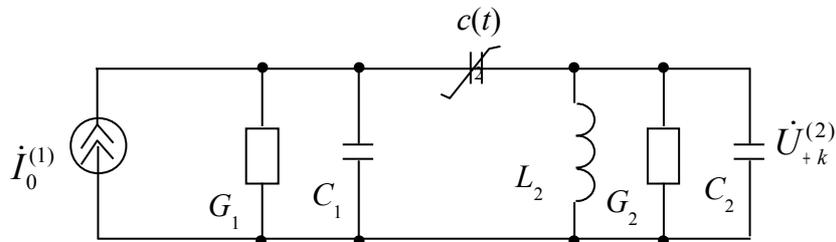


Рисунок 2 – Параметрический емкостной модулятор

Нами разработаны два тест-примера М-1 и М-2 для сравнения методов расчета стационарного режима ЕМ. Параметры представлены для двух режимов:

М-1 – для модулятора с \sin -накачкой;

М-2 – для модулятора с П-накачкой (скважность 0,5).

Параметры модулятора приведены ниже, где емкость C_2 выбрана такой, чтобы сохранялась настройка резонансного контура на частоту накачки при постоянных параметрах параметрического элемента C_0 .

Параметры рассчитаны для параметрического диода 1А401 (диод диффузионного типа с коэффициентом $a = -1/3$) при относительной амплитуде накачки $k = 0,95$;

$$\nu = 2\pi \cdot 3,33 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1} = 2,09 \cdot 10^9 \text{ с}^{-1};$$

$$C_1 = 20 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}, \quad G_1 = 10^{-5} \text{ См};$$

$$L_2 = 6,53 \cdot 10^{-8} \text{ Гн}, \quad G_2 = 0,8 \cdot 10^{-4} \text{ См};$$

$$C_2 = 1,7 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} \quad \text{для модулятора с } \sin\text{-накачкой};$$

$C_2 = 1,065 \cdot 10^{-12} \Phi$ для модулятора с П-накачкой.

Первый режим а). Параметры модели емкостного модулятора с sin-накачкой (тест-пример М-1):

– для параметрического эластанса $s(t) = \frac{1}{c(t)}$

$$s(t) = S_{0\sim} + \sum_{m=1}^4 2S_{m\sim} \cos mvt = S_{0\sim} \left(1 + \sum_{m=1}^4 2\Gamma_m \cos mvt \right),$$

$$\begin{aligned} S_{0\sim} &= 0,643 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1}, & \Gamma_1 &= 0,22, \\ S_{1\sim} &= 0,1414 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1}, & \Gamma_2 &= -0,0452, \\ S_{2\sim} &= -0,0291 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1}, & \Gamma_3 &= 0,0204, \\ S_{3\sim} &= 0,0131 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1}, & \Gamma_4 &= -0,0241, \\ S_{4\sim} &= -0,0155 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1}, & \Gamma_5 &= \dots = 0, \\ S_{5\sim} &= S_{6\sim} = \dots = 0, & & \end{aligned}$$

– или для параметрической емкости $c(t)$

$$c(t) = 1/s(t) = C_{0\sim} + \sum_{m=1}^4 2C_{1\sim} \cos mvt,$$

$$\begin{aligned} C_{0\sim} &= 1,8 \cdot 10^{-12} \Phi, & \Gamma_1 &= -0,27, \\ C_{1\sim} &= -0,485 \cdot 10^{-12} \Phi, & \Gamma_2 &= 0,13, \\ C_{2\sim} &= 0,234 \cdot 10^{-12} \Phi, & \Gamma_3 &= -0,075, \\ C_{3\sim} &= -0,135 \cdot 10^{-12} \Phi, & \Gamma_4 &= 0,0457, \\ C_{4\sim} &= 0,0823 \cdot 10^{-12} \Phi, & \Gamma_5 &= \dots = 0, \\ C_{5\sim} &= C_{6\sim} = \dots = 0, & & \end{aligned}$$

Второй режим б). Параметры модели емкостного модулятора с П-накачкой (скважность 0,5) (тест-пример М-2):

$$s(t) = S_{0\sim} + \sum_{m=1}^5 2S_{m\sim} \cos mvt,$$

где

$$\begin{aligned} S_{0\sim} &= 0,5 (S_{\text{макс}} + S_{\text{мин}}), \\ S_{m\sim} &= (1/\pi) \cdot (S_{\text{макс}} - S_{\text{мин}}) m^{-1} \cdot \sin(m\pi \cdot 2^{-1}). \end{aligned}$$

Расчеты выполнены при следующих значениях $S_{\text{макс}}$ и $S_{\text{мин}}$:

$$S_{\text{макс}} = 0,855 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1}, \quad S_{\text{мин}} = 0,27 \cdot 10^{-12} \Phi^{-1},$$

$$c(t) = 1/s(t) = C_{0\sim} + \sum_{m=1}^5 2C_{1\sim} \cos mvt,$$

где

$$\begin{aligned} C_{0\sim} &= 0,5 (C_{\text{макс}} + C_{\text{мин}}), \\ C_{m\sim} &= -1/\pi (C_{\text{макс}} - C_{\text{мин}}) - m (\sin(0,5m\pi)). \end{aligned}$$

При расчете

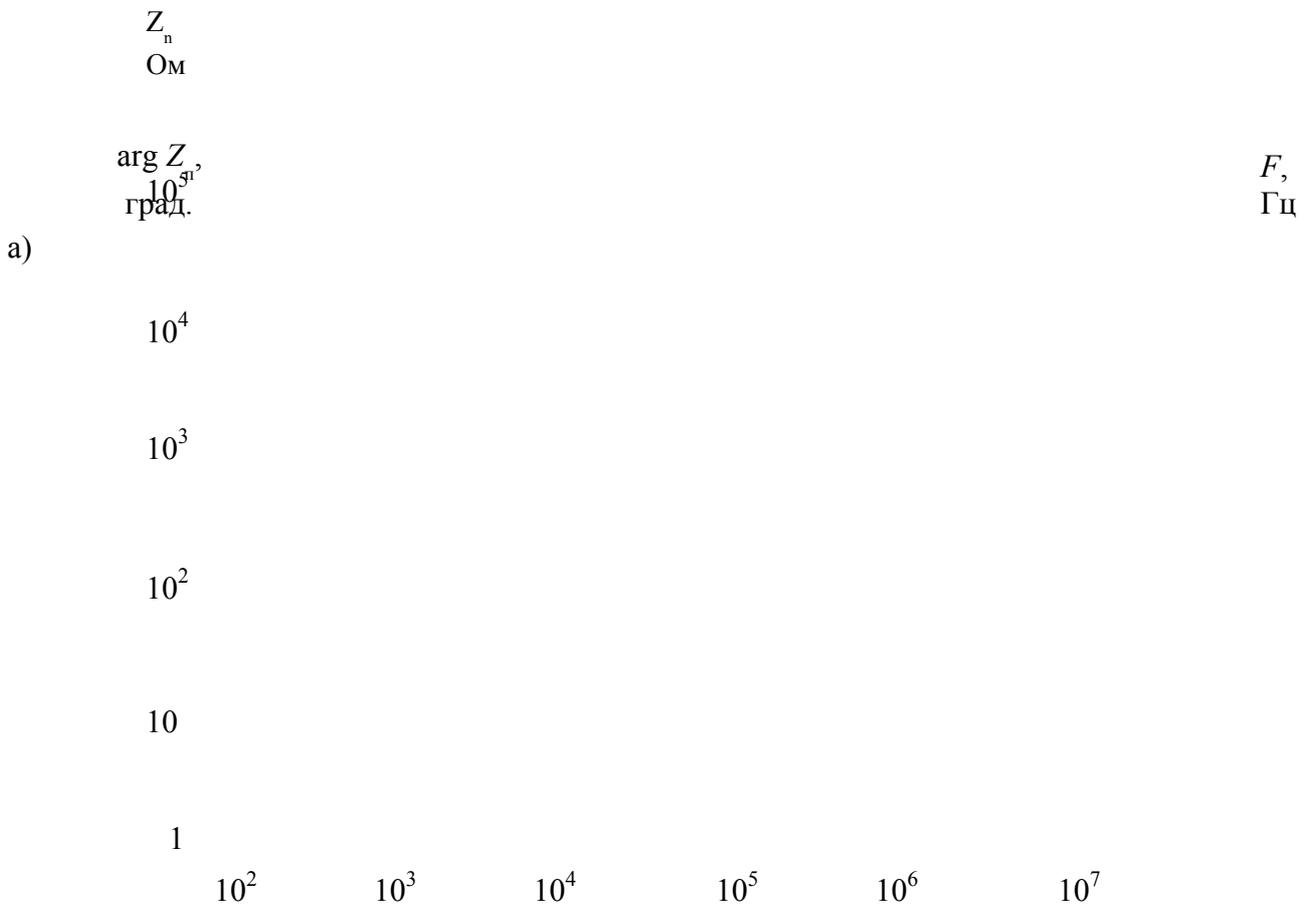
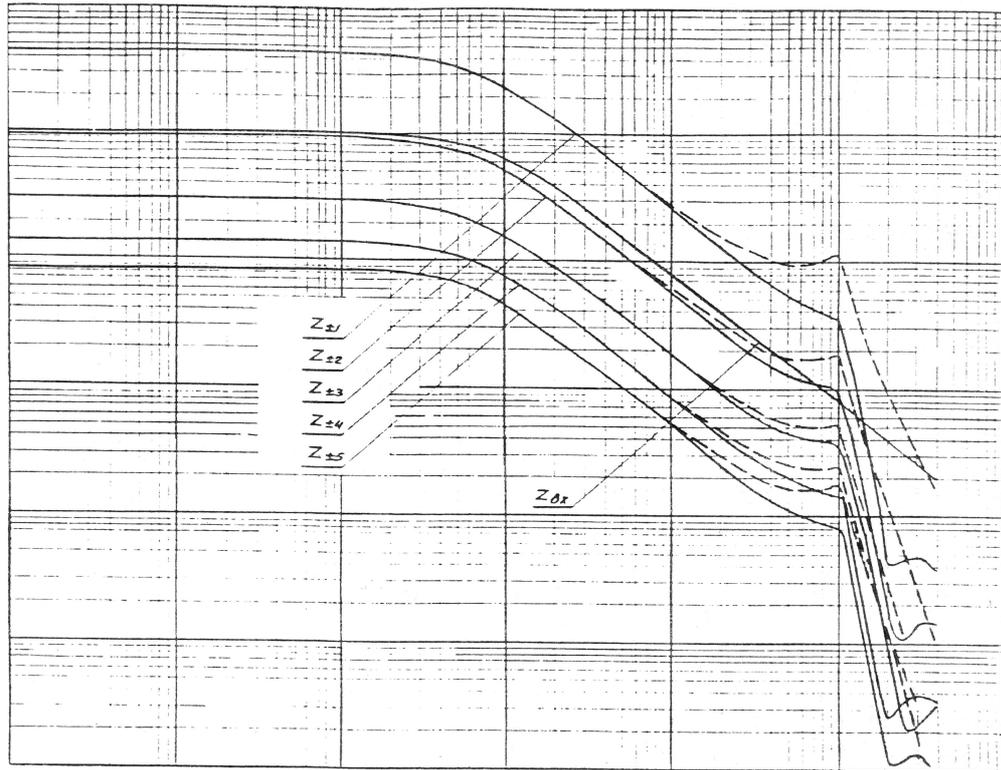
$$C_{\text{макс}} = 3,7 \cdot 10^{-12} \Phi, \quad C_{\text{мин}} = 1,17 \cdot 10^{-12} \Phi.$$

2. Сопротивление передачи модулятора. Сопротивление передачи характеризует усилительные и частотные свойства модулятора. Сопротивление передачи определим как отношение выходного напряжения модулятора на комбинационной частоте $\dot{U}_{\pm k}^{(2)}$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) ко входному току $\dot{I}_0^{(1)}$ на частоте видеосигнала $F = \frac{\Omega}{2\pi}$:

$$Z_{\Pi} = Z_{\pm k} = \frac{\dot{U}_{\pm k}^{(2)}}{\dot{I}_0^{(1)}}.$$

Результаты расчета АЧХ и ФЧХ сопротивления передачи модулятора представлены на рис. 3 (при sin-накачке) и на рис. 4. (при П-накачке).

Характеристики АЧХ и ФЧХ приведены для различных комбинационных частот ($k = 1, 2, 3, 4, 5$), сплошной линией обозначены характеристики для разностных комбинационных колебаний, пунктирной – для суммарных. На этих же рисунках приведены АЧХ и ФЧХ сопротивления передачи входного контура G_1, C_1 . Из сравнения АЧХ для различных комбинационных частот (рис. 3,а и 4,а) следует, что сопротивление передачи имеет наибольшее значение для первых суммарной и разностной комбинационных частот $Z_{\pm 1}$.



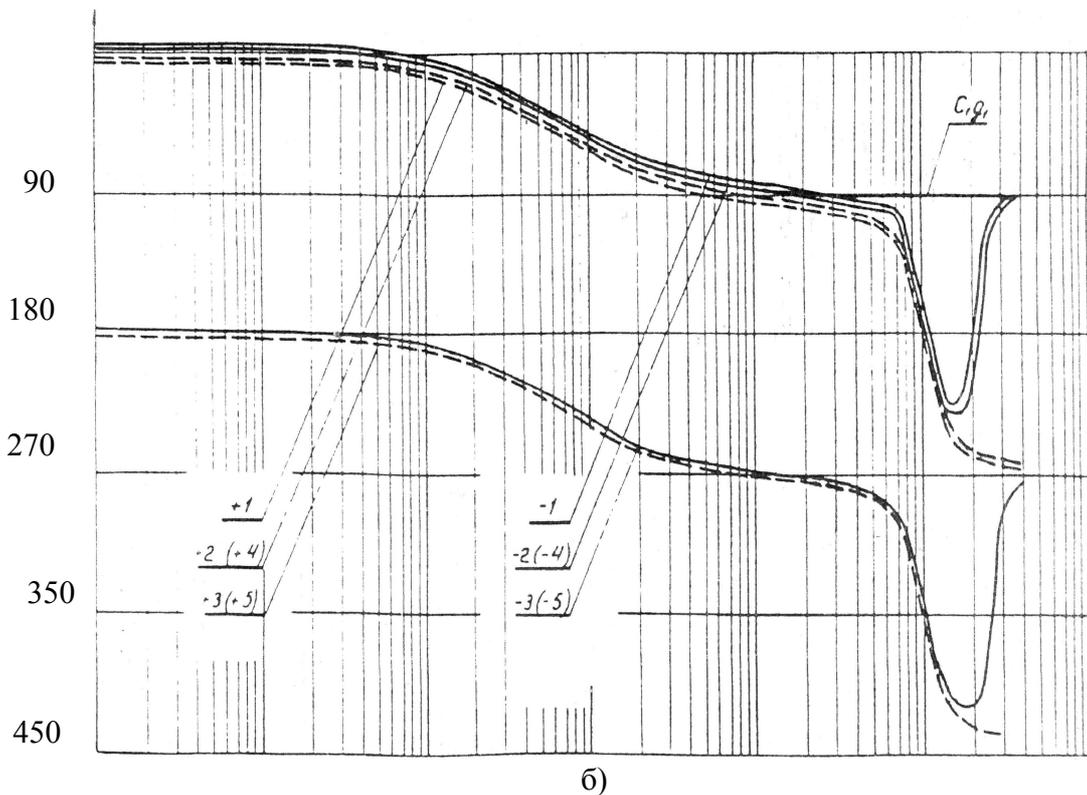
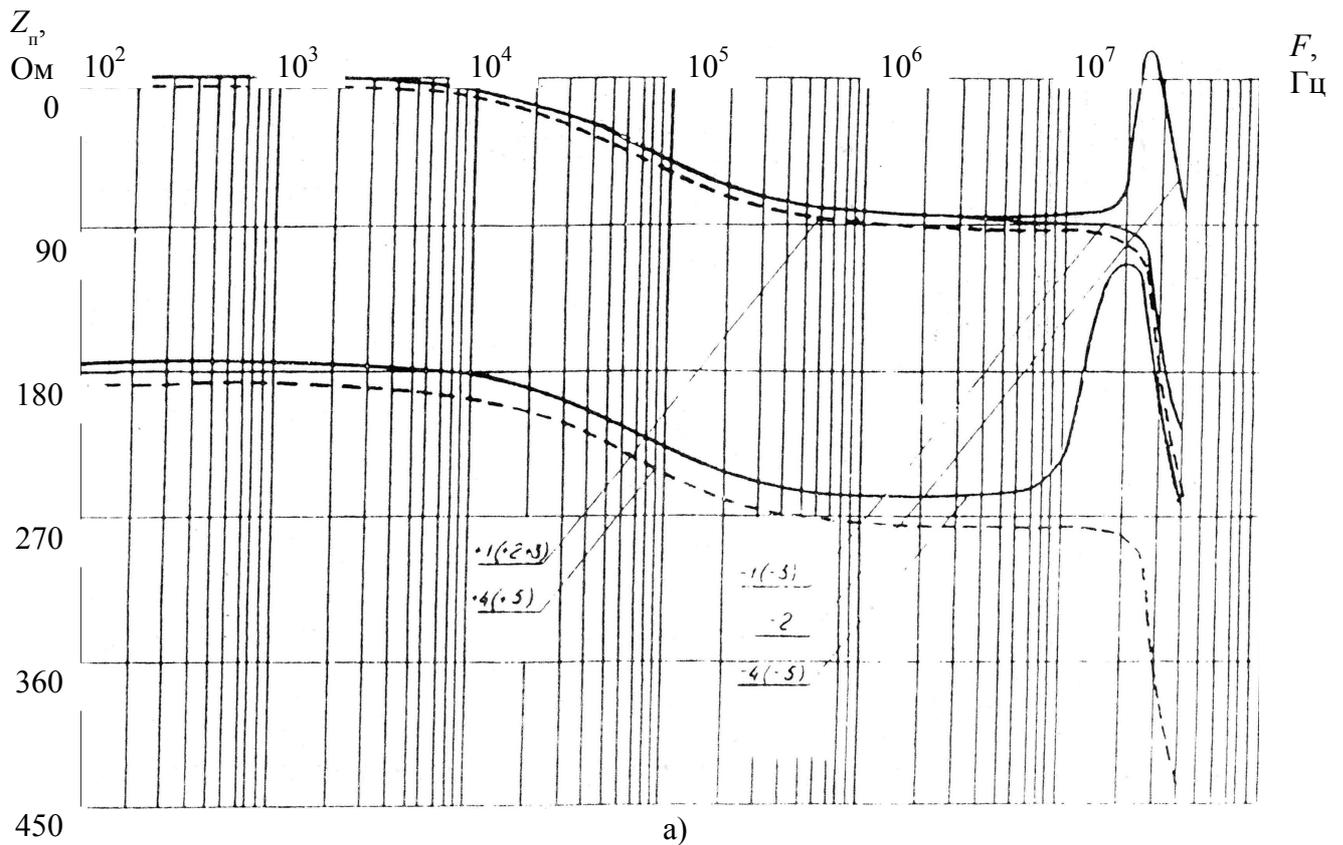
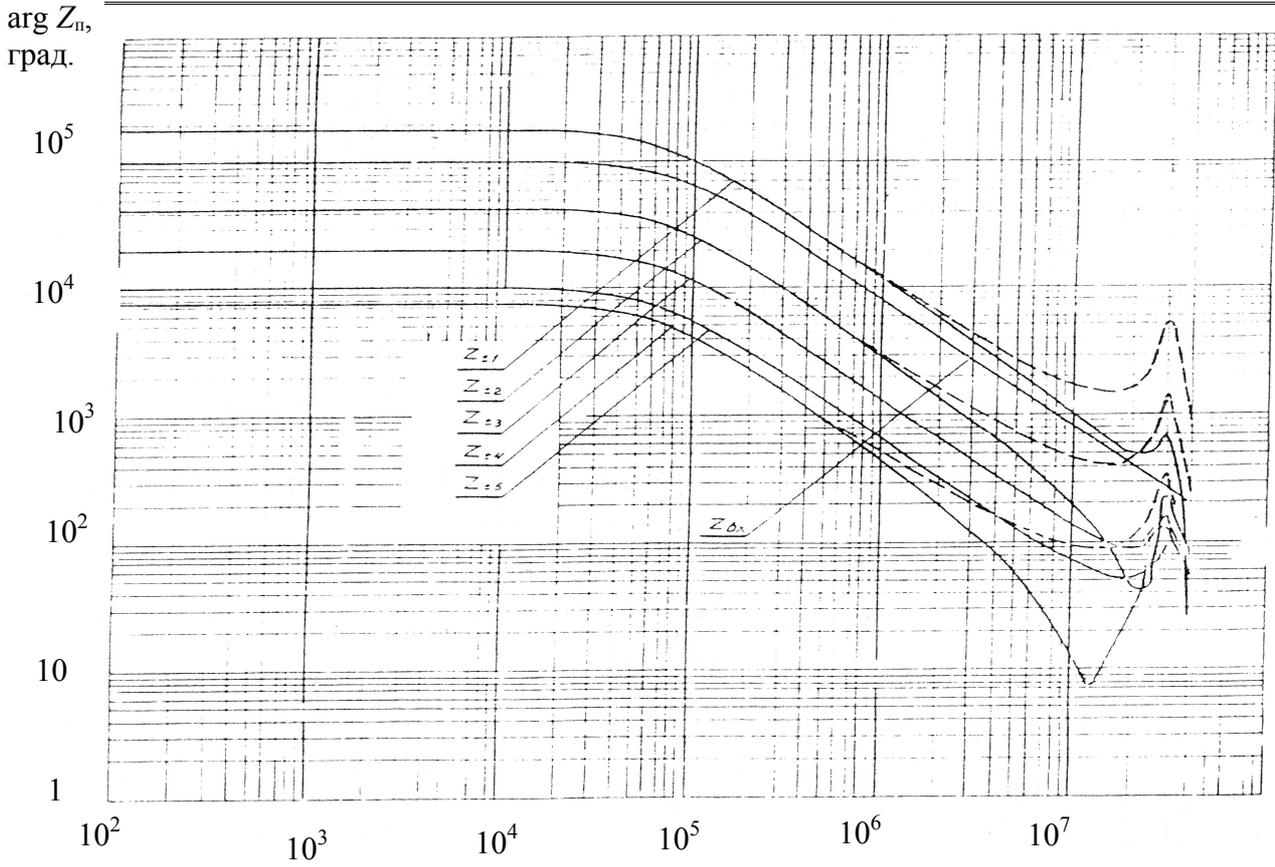


Рисунок 3 – Сопротивление передачи параметрического модулятора, тест-пример М-1:
а) АЧХ; б) ФЧХ



$F, \text{ Гц}$



б)

Рисунок 4 – Сопротивление передачи параметрического модулятора, тест-пример М-2: а) АЧХ; б) ФЧХ

Решение квазирегулярных бесконечных систем уравнений имеет предел; достигнутую погрешность расчетов ϵ_p удобно сравнивать с заданной погрешностью $\epsilon_{зад}$.

Пусть x^N – решение исследуемой бесконечной системы уравнений, усеченной до $(2N+1)$ уравнений (матрица усечена от центра до N). Тогда:

$$\epsilon_p = (a-b)/a; \tag{1}$$

$$a = \left[\sum_{i=-(N+1)}^{N+1} \left(x^i \right)^2 \right]^{-1/2}; \tag{2}$$

$$b = \left[\sum_{i=-N}^N \left(x^i \right)^2 \right]^{-1/2}. \tag{3}$$

Сходимость решений представляют графики погрешности вычислений, представленные на рис. 5: кривая 1 – для модулятора с sin-накачкой (М-1); кривая 2 – с П-накачкой (М-2). Из рис. 5 следует, что решение для модулятора с П-накачкой сходится быстрее.

$$\epsilon_p \quad 0,4$$

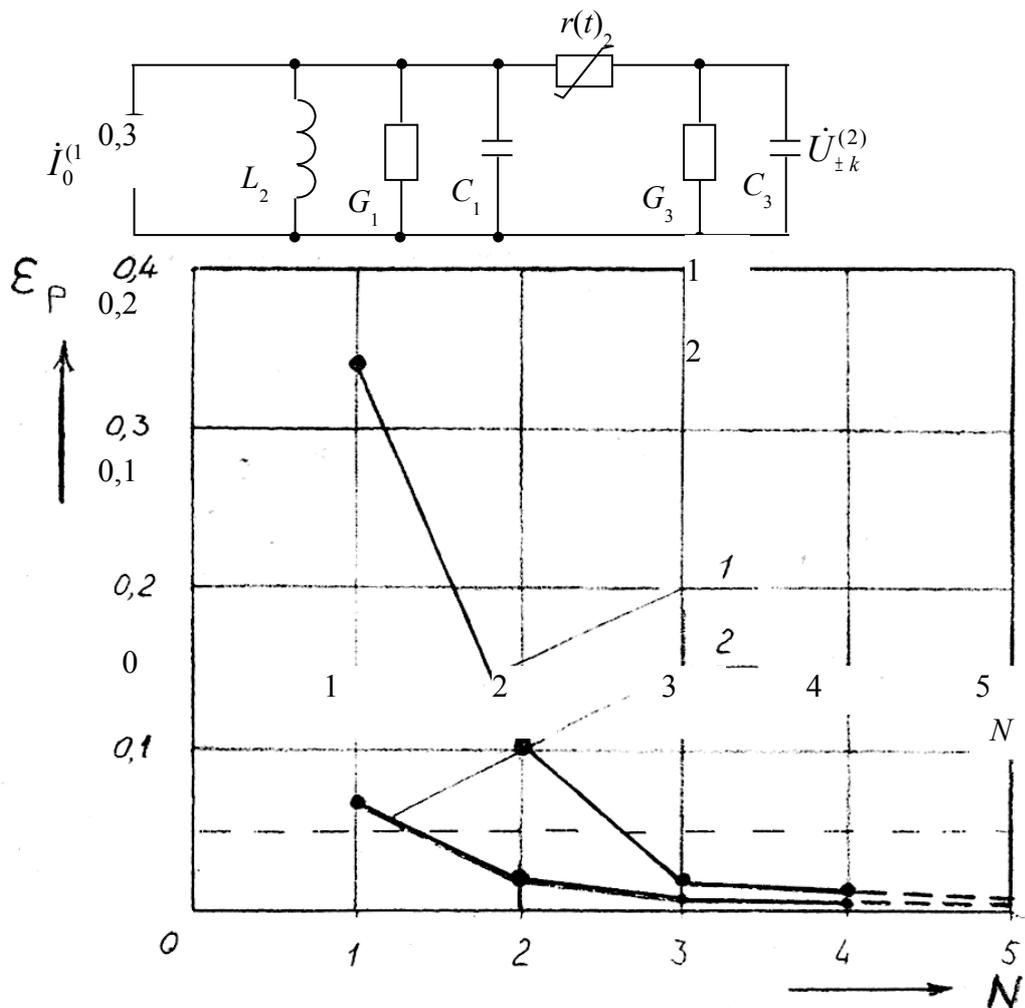


Рисунок 5 – Погрешности вычислений тест-примеров М-1 и М-2

Зададимся допустимой погрешностью $\epsilon = 0,05$. Тогда из рисунка видно, что для модулятора с \sin -накачкой необходимо рассчитывать минимальную систему из семи уравнений ($N = 3$), а при П-накачке – из пяти уравнений ($N = 2$).

Из рис. 3,а и 4,а следует, что основными колебаниями в модуляторе являются первые разностные и суммарные, так как для них сопротивление передачи имеет наибольшее значение. Значение $N = 2$ (5 учитываемых уравнений принималось при расчетах в качестве минимально целесообразного).

3. Стационарный режим резистивного демодулятора. Второй частью ПВУ является понижающий преобразователь, которым в схеме рис. 1 является резистивный демодулятор (РД).

Линейная параметрическая модель резистивного демодулятора приведена на рис. 6.

Источником сигнала в демодуляторе служит выходная цепь модулятора, модель которой представлена генератором тока разностной комбинационной частоты (можно суммарной, либо обеих сразу, что не принципиально, так как схема линейная) и резонансным контуром L_2, C_2, G_2 , который настроен на частоту накачки ν .

Рисунок 6 – Параметрический резистивный демодулятор

Для определения окна вариации параметра $r(t)$ читаем нелинейную модель демодулятора, например, графическим методом, как показано на рис. 7.

Рисунок 7 – Определение закона вариации параметра $r(t)$

Так как напряжение накачки имеет достаточно большую амплитуду, то для накачки нелинейную характеристику высокочастотного диода можно аппроксимировать линейно-ломаной линией. Обозначим крутизну прямой ветви аппроксимирующей характеристики

$$G_{\text{пр}} = G_{\text{макс}}, \text{ обратной } G_{\text{обр}} = G_{\text{мин}}.$$

При одновременной подаче напряжений накачки и сигнала дифференциальное сопротивление диода (для малого сигнала) будет изменяться периодически с частотой ν между значениями

$$R_{\text{мин}} = 1/G_{\text{макс}} \text{ и } R_{\text{макс}} = 1/G_{\text{мин}},$$

как это показано на рис. 7.

Разложим функцию $r(t)$ в ряд Фурье

$$r(t) = R_{0\sim} + \sum_{m=1}^{\infty} 2 R_{m\sim} \cos m\nu t, \quad (4)$$

где

$$R_{0\sim} = (1/\pi) [R_{\text{макс}} (\pi - \Theta) + R_{\text{мин}} (\Theta)],$$

$$R_{m\sim} = -(1/\pi) (R_{\text{макс}} - R_{\text{мин}}) \cdot (1/m) \cdot (\sin (m \Theta)).$$

Так как на практике угол отсечки Θ на рис. 7 мал, ряд (4) сходится медленно. Схему модулятора рис. 6 представим в более компактной форме рис. 8.

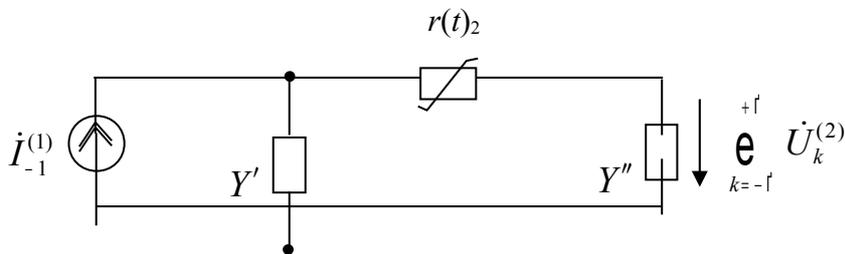


Рисунок 8 – Схема демодулятора в компактной форме

Схема рис. 8 описывается спектральной матрицей, приведенной на рис. 9.

⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$\dot{J}_1^{(-1)}$	⋯	$Y'_{-1} + Y''_{-1} + Y'_1 Y''_{-1} R_0$	$Y'_{-1} Y''_0 R_{1\sim}$	$Y'_{-1} Y''_{+1} R_{2\sim}$	⋯
0	⋯	$Y'_0 Y''_{-1} R_{1\sim}$	$Y'_0 + Y''_0 + Y'_0 Y''_0 R_{0\sim}$	$Y'_0 Y''_{+1} R_{1\sim}$	⋯
0	⋯	$Y'_{+1} Y''_{-1} R_{2\sim}$	$Y'_{+1} Y''_0 R_{1\sim}$	$Y'_{+1} + Y''_{+1} + Y'_{+1} Y''_{+1} R_{0\sim}$	⋯
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

Рисунок 9 – Исходная спектральная матрица демодулятора

Для решения системы уравнений рис. 9 необходимо исследовать условия квазирегулярности этой системы. Ряд $r(t)$ расходится

$$r(t) = \sum_{i=1}^{\infty} |2R_{i\sim}|. \tag{5}$$

Введем новые неизвестные и свободный член

$$x_k = Y_k'' \dot{U}_k^{(2)}, \tag{6}$$

$$b_{-1} = \dot{J}_{-1} / Y_{-1}. \tag{7}$$

Приведем систему уравнений рис. 9 к виду, представленному на рис. 10.

$$[b] = [A] [x]. \tag{8}$$

⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
b_{-1}	⋯	$R_0 + \frac{1}{Y'_{-1}} + \frac{1}{Y''_{-1}}$	$R_{1\sim}$	$R_{2\sim}$	⋯
0	⋯	$R_{1\sim}$	$R_{0\sim} + \frac{1}{Y'_0} + \frac{1}{Y''_0}$	$R_{1\sim}$	⋯
0	⋯	$R_{2\sim}$	$R_{1\sim}$	$R_{0\sim} + \frac{1}{Y'_{+1}} + \frac{1}{Y''_{+1}}$	⋯
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

Рисунок 10 – Преобразованная спектральная матрица

Оператор $[A]$ представим в виде суммы двух матриц

$$[A] = [H] + [D] \tag{9}$$

так, чтобы матрица

$$[H] = [h_{k-i}]_{k,i=-\infty}^{\infty} \tag{10}$$

имела бы члены, зависящие только от разности индексов, а $[D]$ была бы диагональной, члены которой стремились бы к 0 при $k \rightarrow \infty$.

В результате получим уравнение в матричной форме, представленное на рис. 11.

Рисунок 11 – Тест-пример Д-1. Резистивный демодулятор. Оператор $[A] = [H] + [D]$

Оператор D является вполне непрерывным [5], так как для него выполняется условие

$$\sum_{i,k=-\infty}^{\infty} |d_{ik}|^2 < \infty,$$

причем слагаемые d_{kk} при $k \rightarrow \infty$ убывают со скоростью $1/|k|$.

Расчетные параметры для **тест-примера Д-1** приведены ниже:

$$\nu = 2\pi \cdot 3,33 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1} = 2,09 \cdot 10^9 \text{ с}^{-1},$$

$$L_1 = 6,53 \cdot 10^{-8} \text{ Гн},$$

$$G_{\text{макс}} = 0,94 \cdot 10^{-3} \text{ См}, \quad G_{\text{мин}} = 0,54 \cdot 10^{-6} \text{ См},$$

$$C_1 = 5,5 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}, \quad C_2 = 3 \cdot 10^{-12} \text{ Ф},$$

$$G_1 = 0,8 \cdot 10^{-4} \text{ См}, \quad G_2 = 1 \cdot 10^{-5} \text{ См}.$$

На рис. 12 представлена диагональная матрица $[D]$ для видеочастоты $2\pi \cdot 100 \text{ с}^{-1}$.

$[D] =$

46,2						
	99					
		$1,25 \cdot 10^4$				
			10^5			
				$1,25 \cdot 10^4$		
					99	
						46,2

Рисунок 12 – Диагональная матрица $[D]$ для частоты $2\pi \cdot 100 \text{ с}^{-1}$

Для матрицы $[H]$ построим функцию

$$h(\xi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_n \xi^n, \quad (|\xi| = 1). \tag{11}$$

Рассмотрим поведение этой функции на комплексной плоскости при $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, если $\xi = e^{j\varphi}$. Для того, чтобы оператор H , определяемый в l_2 матрицей $[h_{k-i}]_{k,i=-\infty}^{\infty}$ был обратим, согласно теореме 2.1 в работе [5] необходимо и достаточно выполнение условий (11).

График $h(\xi)$ представлен на рис. 13 (для тест-примера Д-1). При этом бесконечная система уравнений

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} h_{n-i} x_n = b_n, \quad (n=0, \pm 1, \pm 2, \dots) \tag{12}$$

имеет единственное решение

$$x = \{x_k\}_{k=-\infty}^{\infty} \tag{13}$$

при любом

$$b = \{b_k\}_{k=-\infty}^{\infty} \in l_2. \tag{14}$$

Это решение может быть найдено методом редукции.

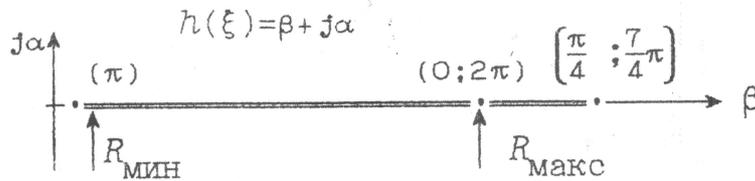


Рисунок 13 – График $h(\xi)$

При выполнении условий (11) оператор H обратим и к нему применим проекционный метод решения (P_τ, Q_τ) , т.е. $H \in \{P_\tau, Q_\tau\}$. По теореме 1.4 из работы [5], если оператор D является вполне непрерывным и малым по норме, т.е. $|D| < \phi$ (где $\phi > 0$ – некоторая константа), то согласно предложению 3^о из теоремы 1.3 оператор

$$A = H + D \in \{P_\tau, Q_\tau\}.$$

4. Стационарный режим демодулятора в тест-примерах. Тест-пример Д-2. Рассмотрим тест-пример Д-2, в котором демодулятор находится при накачке П-импульсами со скважностью 0,5. Для численных значений параметров выбран диод Д-605. Его параметры $G_{пр}$ и $G_{обр}$, а также параметры детекторной части экспериментального макета представлены выше.

Тест-пример Д-3 – демодулятор в режиме sin-накачки. Угол отсечки для демодулятора при П-накачке $\theta = 90^\circ$, при sin-накачке он получился $\theta = 24^\circ 14'$. Выполнен расчет на ЭВМ частотных характеристик схемы – сопротивление передачи на каждой комбинационной частоте, для чего в исходной системе уравнений было положено $\dot{J}_{-1}^{(1)} = 1$. Усеченные системы линейных уравнений рассчитывались методом Гаусса с выборкой главного элемента ($n \leq 21$). Погрешность расчетов оценивалась по известной формуле, но так как $|\dot{U}_0^{(2)}| \gg |\dot{U}_k^{(2)}|$ при $k \neq 0$, то выражение можно упростить

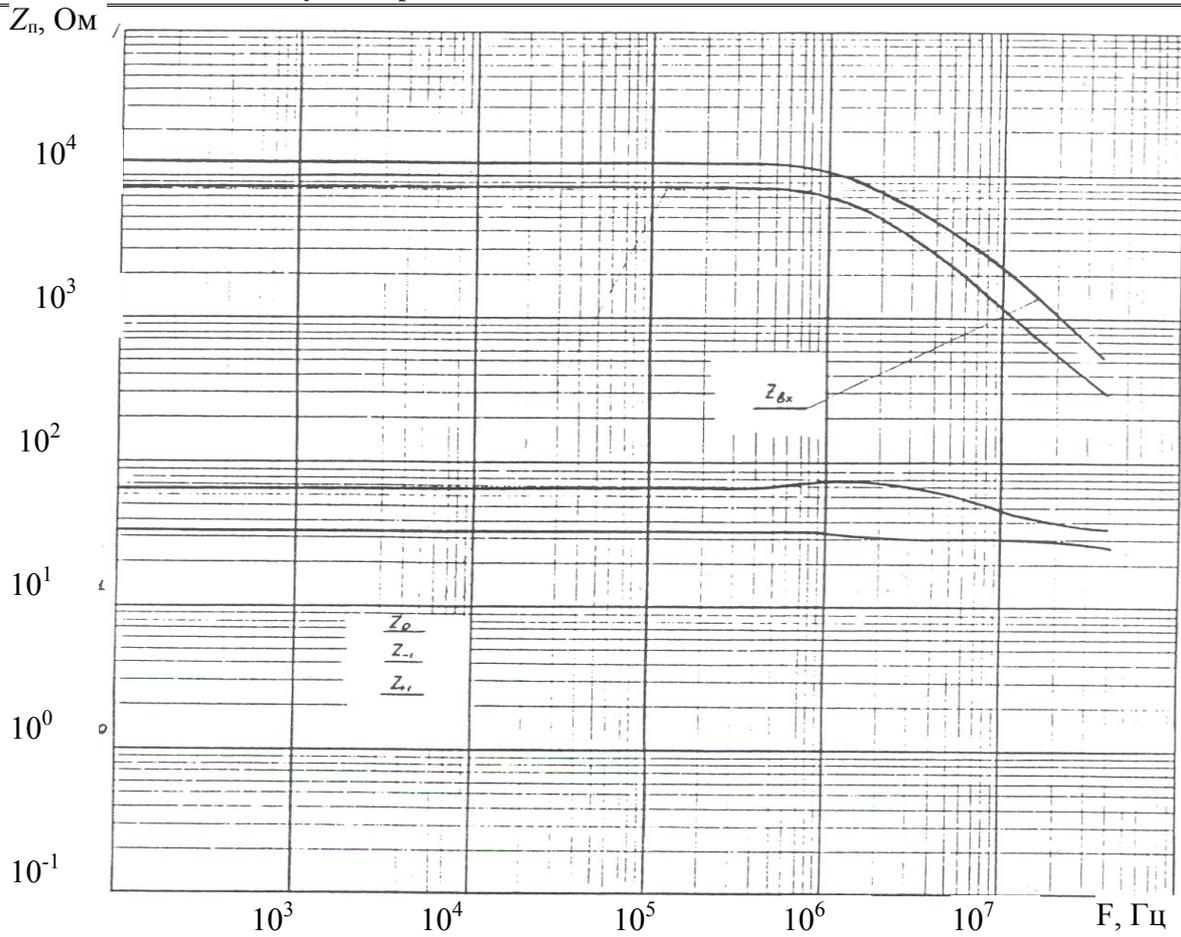
$$\varepsilon_p = (a-b)/a, \quad a = \frac{N+1}{x^0}, \quad b = \frac{N}{x^0}.$$

Погрешность расчета задана 0,05, максимальное значение $N = 10$ (порядок системы уравнений с комплексными коэффициентами $n = 21$).

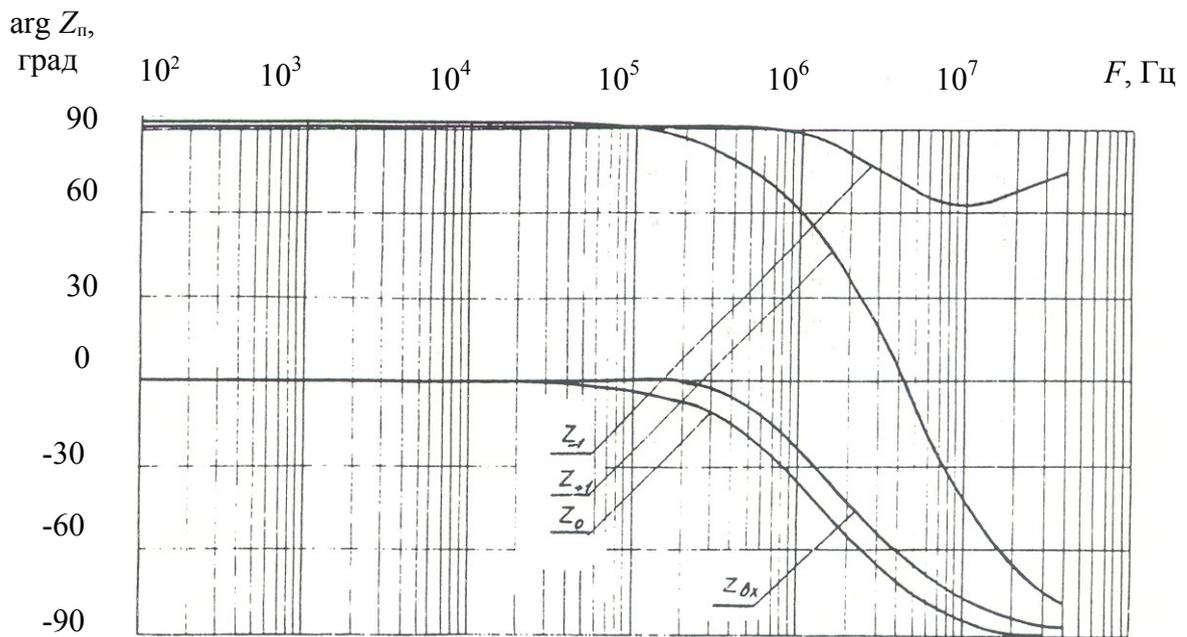
Результаты расчета частотных характеристик для демодулятора с П-накачкой представлены на рис. 14; здесь сходимость решения гораздо быстрее, чем в случае с sin-накачкой. Хотя уже при $N = 3$ была достигнута заданная погрешность расчета, но все же частотные зависимости $|Z_n|$ и $\arg Z_n$ рассчитаны при $N = 5$.

На рис. 14 для сравнения приведены частотные зависимости сопротивления передачи входного контура $Z_{вх}$.

Результаты расчета частотных характеристик для демодулятора с sin-накачкой не представлены; хотя метод редукции применим, но не удалось достигнуть заданную погрешность. Предположительно, это должно произойти при $N > 13$, но при этом велико значение требуемого машинного времени. Это хорошо иллюстрирует представленная на рис. 15 динамика погрешности ε_p в зависимости от N . Погрешность в примере Д-2 быстро достигает допустимого значения $\pm 0,05$.



а)



б)

Рисунок 14 – Сопротивление передачи резистивного демодулятора тест-пример Д-2: а) АЧХ; б) ФЧХ

ϵ_p

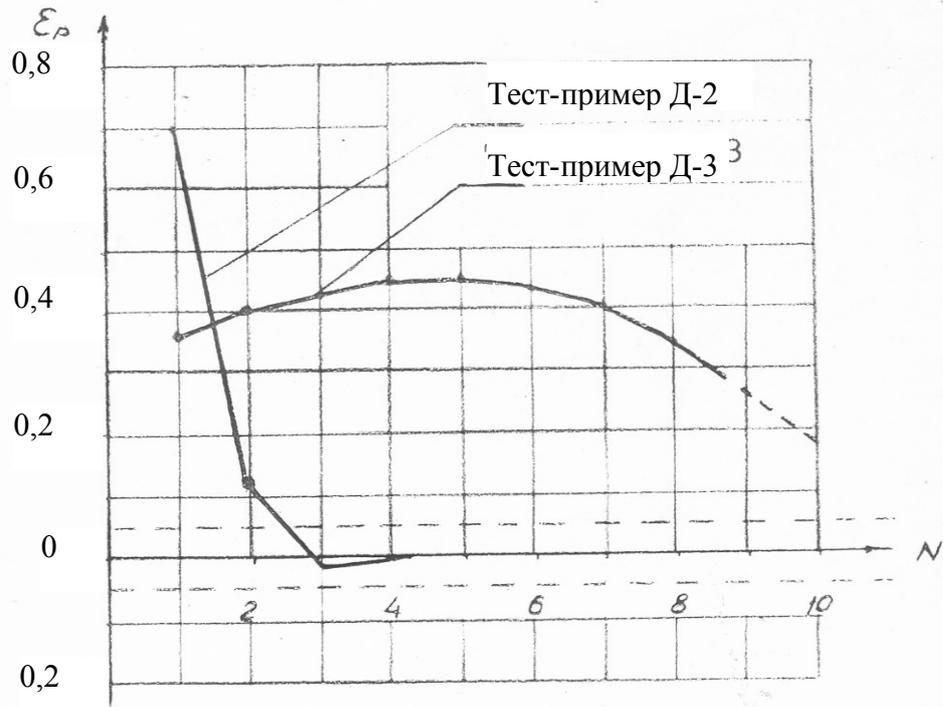


Рисунок 15 – Погрешности вычислений тест-примеров Д-2 и Д-3

Для примера Д-3 (sin-накачка) – рассчитанные значения модуля сопротивления передачи для выпрямленного сигнала $|Z_0| = U_0^{(2)} / I_1^{(1)}$ при различных значениях N (порядок усеченной системы) представлены на гистограмме рис. 16, из которой следует, что результаты расчета медленно сходятся к своему пределу, который не достигнут даже при $N = 10$.

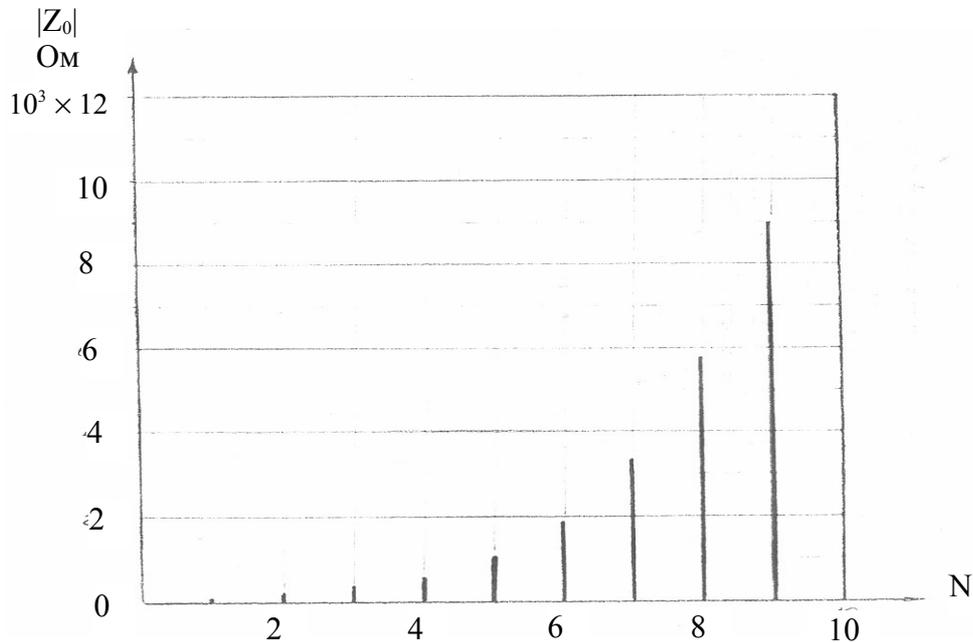


Рисунок 16 – Резистивный демодулятор при sin-накачке, Последовательность расчета $|Z_0|$ для видеочастоты $F = 100$ Гц

Такой же расчет для тест-примера Д-2 (П-накачка) представлен на гистограмме рис. 17.

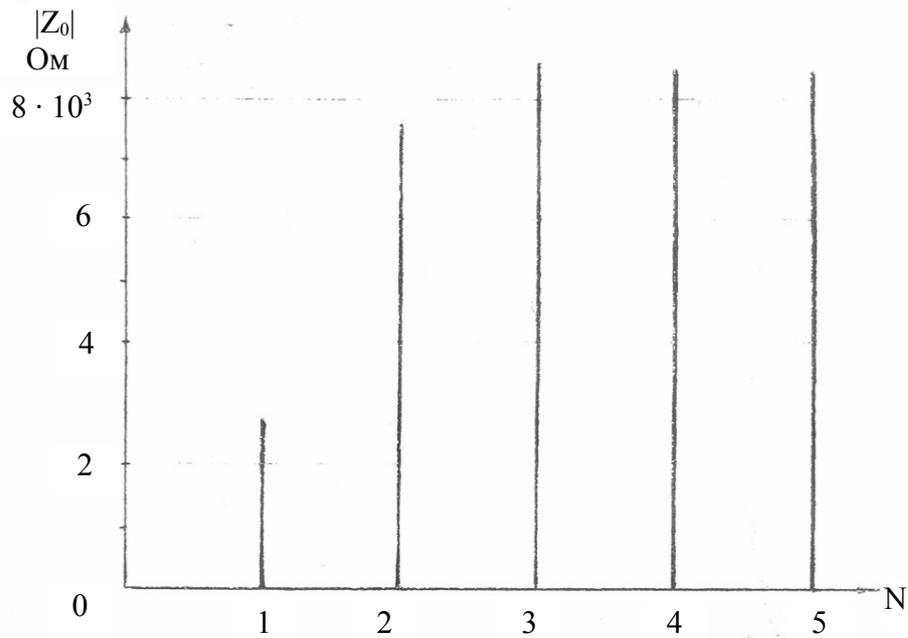


Рисунок 17 – Резистивный демодулятор при П-накачке (тест-пример Д-2).
Последовательность расчета $|Z_0|$ для видеочастоты $F = 100$ Гц

Видно, что $|Z_0|$ (на 100 Гц) быстро достигает своего предела. Следовательно, в расчетах можно учитывать лишь несколько комбинационных колебаний.

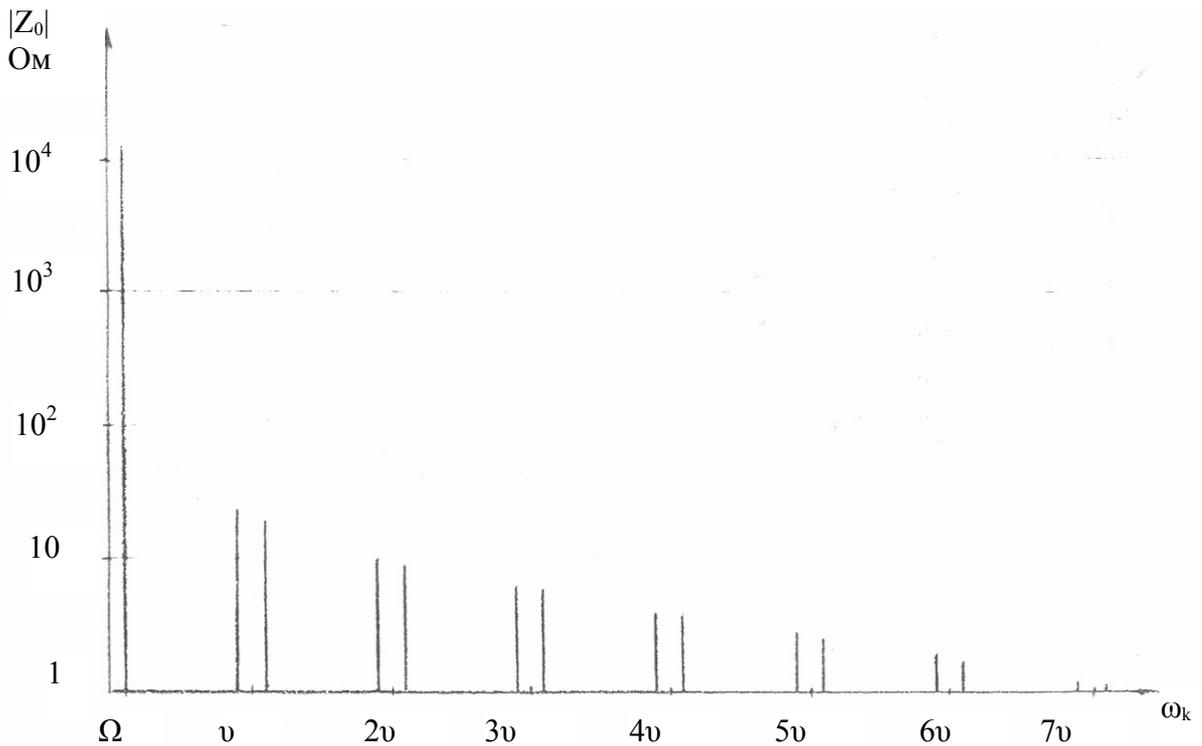


Рисунок 18 – Резистивный демодулятор sin-накачке (тест-пример Д-3); $N = 10$.
Значения передаточных функций на комбинационных колебаниях

Сколько комбинационных колебаний следует учитывать в тест-примере Д-3 (sin-накачка)? На рис. 18 представлены значения передаточных функций на комбинационных колебаниях при $N = 10$; из него следует, что решение сходится медленно.

Рассчитанные примеры имеют важное практическое значение при конструировании ПВУ. Но в данной статье они рассматриваются именно как тест-примеры, способные количественно оценить применяемый метод расчета.

В заключение можно сказать следующее. В работе дан точный стационарный режим параметрического модулятора телевизионного малошумящего видеоусилителя. Показано что для решения системы уравнений, описывающей стационарный режим резистивного демодулятора, применим метод редукции, при этом необходима оценка погрешности полученных результатов.

Литература

1. *Варава Ю.В.* Телевизионные малошумящие камерные видеоусилители с параметрическим входом / Ю.В. Варава, В.А. Арбузников // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2010. – № 1. – С. 68-77.
2. *Варава Ю.В.* Регулярность и квазирегулярность стационарного режима параметрического модулятора для телевизионного малошумящего камерного видеоусилителя / Ю.В. Варава, В.А. Арбузников // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – № 1. – С. 54-63.
3. *Варава Ю.В.* Стационарный режим параметрического емкостного модулятора для малошумящего камерного видеоусилителя / Ю. В. Варава, В. А. Арбузников // 65-та наук.-техн. конф. проф.-виклад. складу, науковців, аспірантів та студентів: матер. конф. (1-4 грудня 2010 р.). Частина I. ІНФОКОМУНІКАЦІЇ. – Одеса, 2010. – С. 24-28.
4. *Грабовски К.* Параметрические усилители и преобразователи с емкостным диодом / К. Грабовски // М.: Сов. радио, 1974. – 304 с. / Grabowski K.S. Wzmachiacze i mieszacze parametryczne z dioda pojemnościowa. – Warszawa: 1968.
5. *Гохберг И.Ц.* Проекционные методы решения уравнений Винера-Хопфа / И.Ц. Гохберг, И.А. Фельдман // АН МССР Ин-т математики, Вычислит. Центр. – Кишинев: РИО АН МССР, Изд. АН МССР, 1967. – 163 с.
6. *Грибанов Ю.И.* О методе редукции для бесконечных систем линейных уравнений / Ю.И. Грибанов // Изв. ВУЗ. Математика. – 1962. – №1. – С. 28-40.
7. *Крейн М.Г.* Лекции по теории устойчивости решений дифференциальных уравнений в банаховом пространстве / М.Г. Крейн // Ин-т технич. информ. Академ. Наук ССР. – 1964. – 186 с.
8. *Гохберг И.Ц.* Теория вольтеровских операторов в гильбертовом пространстве и их приложения / И.Ц. Гохберг, М.Г. Крейн. – М.: Наука, 1967. – 508 с.
9. *Цуркис И.Я.* О решении бесконечных систем линейных уравнений методом редукции / И.Я. Цуркис // Журнал вычислительной математики и математической физики. – 1991. – Т. 31. – № 11. – С. 1740–1745.