

**РЕГУЛЯРНОСТЬ И КВАЗИРЕГУЛЯРНОСТЬ СТАЦИОНАРНОГО РЕЖИМА
ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА
ДЛЯ ТЕЛЕВИЗИОННОГО МАЛОШУМЯЩЕГО КАМЕРНОГО ВИДЕОУСИЛИТЕЛЯ**

**РЕГУЛЯРНІСТЬ ТА КВАЗИРЕГУЛЯРНІСТЬ СТАЦІОНАРНОГО РЕЖИМУ
ПАРАМЕТРИЧНОГО МОДУЛЯТОРА
ДЛЯ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МАЛОШУМНОГО КАМЕРНОГО ВИДЕОПІДСИЛЮВАЧА**

**REGULAR AND KVAZIREGULAR OF STANDARD REGIME OF PARAMETRIC MODULATOR
FOR TELEVISION IN CAMERA TUBE AMPLIFAER**

Аннотация. В телевидении в камерных видеоусилителях на видиконе для уменьшения шумов применяются параметрические входные каскады, собственные шумы которых очень 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.

Телевизионные методы используются в системах анализа с целью извлечения полезной информации об изучаемых объектах или процессах. Важнейшим параметром является чувствительность этих систем. Особенно это важно для видиконных камер. Поэтому необходимо предельное повышение чувствительности видеоусилителей является основной проблемой.

В видиконном телевидении первые каскады малошумящего камерного видеоусилителя целесообразно выполнить параметрическим [1-3].

Линейная малосигнальная модель параметрического видеоусилителя (ПВУ) является нашим объектом. Рассмотрим итерационный алгоритм его расчета, представляемый следующими шагами:

1-й шаг: составление схемы замещения с переменными параметрами, для чего используются F -модели (Фурье-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 [1] рассмотрен первый шаг алгоритма. В ней изучена модель из приближенных трех уравнений (это (3) в [1]). При верхних видеочастотах погрешность стационарного режима удовлетворительна, при средних и особенно на низких видеочастотах погрешность неудовлетворительна. Поэтому нужен точный метод расчета, т.е. необходимо перейти ко 2-му шагу.

Однако в литературе не изучены такие ПВУ, на основе модулятора-демодулятора, для которых нужны решения бесконечных уравнений и для этого необходимо рассмотреть так называемую регулярность матриц.

Итак, целью статьи является исследование стационарного режима модулятора путем изучения условий регулярности и квазирегулярности бесконечных матриц.

На рис.1 изображен входной каскад видеоусилителя модулятор-демодулятор, где M усиливает видеосигнал с частотой Ω , демодулятор D преобразует усиленный сигнал обратно в видеосигнал с частотой Ω , генератор накачки Γ имеет высокую частоту ν .

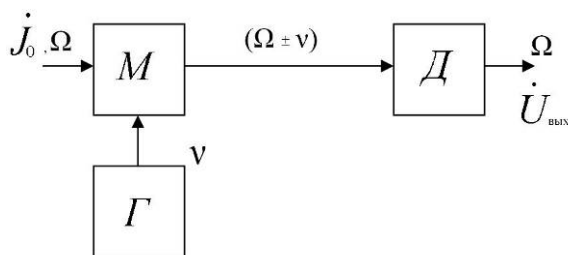


Рисунок 1 – Структурная схема входного каскада видеоусилителя модулятор-демодулятор

1. Стационарный режим и бесконечные матрицы. Рассмотрим рис. 2. Здесь представлены *П*- и *Т*-образные схемы для расчета стационарного режима параметрического преобразователя (модулятора).

Для видикона с большой разрешающей способностью лучше использовать (но не обязательно) *П*-образную схему. Трубку естественнее моделировать идеальным источником тока, так как телевизионную передающую трубку естественнее моделировать идеальным источником тока. Селективные двухполосники с постоянными параметрами *Y'* и *Y''* связаны с помощью параметрического двухполосника *Z_~*.

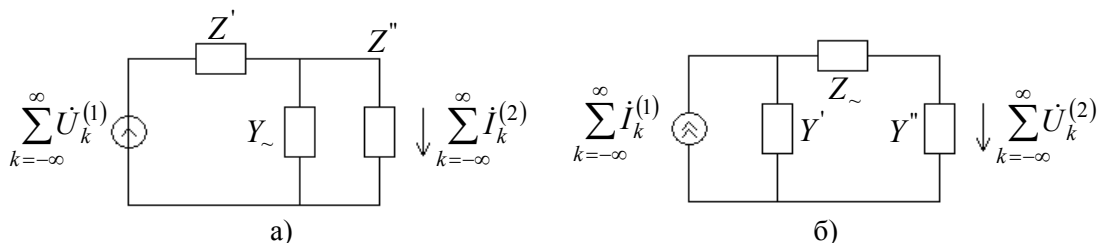


Рисунок 2 – Эквивалентные схемы параметрического преобразователя:
а) *Т*-схема; б) *П*-схема

В общем случае параметрический двухполосник *Z_~* состоит из параметрических элементов *r(t)*, *l(t)* и *s(t)*, которые могут быть соединены между собой параллельно-последовательно.

В стационарном режиме параметрические элементы можно представить в виде рядов Фурье (1), где *v* – частота накачки:

$$\begin{aligned}
 r(t) &= R_{0\sim} + \sum_{i=1}^{\infty} 2R_{i\sim} \cos(jvt + \varphi_r) = R_{0\sim} (1 + \sum_{i=1}^{\infty} 2\Gamma_{i\sim} \cos(jvt + \varphi_r)); \\
 l(t) &= L_{0\sim} + \sum_{i=1}^{\infty} 2L_{i\sim} \cos(jvt + \varphi_l) = L_{0\sim} (1 + \sum_{i=1}^{\infty} 2\Gamma_{i\sim} \cos(jvt + \varphi_l)); \\
 s(t) &= S_{0\sim} + \sum_{i=1}^{\infty} 2S_{i\sim} \cos(jvt + \varphi_s) = S_{0\sim} (1 + \sum_{i=1}^{\infty} 2\Gamma_{i\sim} \cos(jvt + \varphi_s)).
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Для схемы рис. 2, б, используя разложения (1), находим соотношение между матрицей комплексных амплитуд входных токов и матрицей комплексных амплитуд выходных напряжений на комбинационных частотах (2):

$$\dot{I}^{(1)} = (a_{21}) \dot{U}^{(2)},
 \tag{2}$$

где

$$(a_{21}) = (Y) + (Y'') + (Y) R_{0\sim} (\gamma_r) (Y'') + (Y)(j\omega)L_{0\sim}(\gamma_l)(Y'') + (Y)S_{0\sim}(\gamma_s)(j\omega^{-1}) (Y'').
 \tag{3}$$

В матрице (a_{21}) использованы диагональные матрицы (Y) и (Y'') , $(j\omega)$ и $(j\omega)^{-1}$, а также квадратные матрицы преобразования (γ) : соответственно (γ_r) , (γ_l) и (γ_s) , которые даны ниже.

...	
$\dot{I}_{-1}^{(1)}$...	$Y_{-1}' + Y_{-1}'' + Y_{-1}' Y_{-1}'' Z_{-1-1}$	$Y_{-1}' Y_0'' Z_{-10}$	$Y_{-1}' Y_{+1}' Z_{-1+1}$...
$\dot{I}_0^{(1)}$...	$Y_{-0}' Y_{-1}'' Z_{0-1}$	$Y_0' + Y_0'' + Y_0' Y_0'' Z_{00}$	$Y_0' Y_{+1}'' Z_{0+1}$...
$\dot{I}_{+1}^{(1)}$...	$Y_{+1}' Y_{-1}'' Z_{+1-1}$	$Y_{+1}' Y_0'' Z_{+10}$	$Y_{+1}' + Y_{+1}'' + Y_{+1}' Y_{+1}'' Z_{+1+1}$...
...	

Рисунок 3 – Бесконечная форма СЛАУ

Здесь

$$Z_{k,k} = R_{0\sim} + j\omega_k L_{0\sim} + (j\omega_k)^{-1} S_{0\sim},$$

$$Z_{k,k+i} = R_{i\sim} + j\omega_k L_{i\sim} + (j\omega_{k+i})^{-1} S_{i\sim},$$

$$Z_{k,k-i} = R_{i\sim} + j\omega_k L_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} S_{i\sim}.$$

	Y_{-2}'				
		Y_{-1}'			
$(Y') =$			Y_0'		
				Y_{+1}'	
					Y_{+2}'

	Y_{-2}''				
		Y_{-1}''			
$(Y'') =$			Y_0''		
				Y_{+1}''	
					Y_{+2}''

Рисунок 4 – Диагональные матрицы (Y') и (Y'')

	$(j\omega_{-2})^{-1}$				
		$(j\omega_{-1})^{-1}$			
$[(j\omega)^{-1}] =$			$(j\omega_0)^{-1}$		
				$(j\omega_{+1})^{-1}$	
					$(j\omega_{+2})^{-1}$

Рисунок 5 – Диагональная матрица $[(j\omega)^{-1}]$

Приняты обозначения:

$$\Omega = \omega_0 - \text{частота сигнала (видеосигнала)}; \nu - \text{частота вариации параметра (накачки)},$$

$$\omega_k = \Omega + k\nu, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm, \dots, \pm \infty, \quad Y_k = g_1 + j\omega_k C_1, \quad Y_k = g_2 + j(\omega_k C_2 - (\omega_k L_2)^{-1}).$$

...	1	Γ_1^*	Γ_2^*	Γ_3^*	Γ_4^*	...
...	$\dot{\Gamma}_1$	1	Γ_1^*	Γ_2^*	Γ_3^*	...
...	$\dot{\Gamma}_2$	$\dot{\Gamma}_1$	1	Γ_1^*	Γ_2^*	...
...	$\dot{\Gamma}_3$	$\dot{\Gamma}_2$	$\dot{\Gamma}_1$	1	Γ_1^*	...
...	$\dot{\Gamma}_4$	$\dot{\Gamma}_3$	$\dot{\Gamma}_2$	$\dot{\Gamma}_1$	1	...
	

Рисунок 6 – Матрица преобразования [γ]

2. Условия регулярности и квазирегулярности параметрического преобразователя. Для исследования стационарного режима параметрического преобразователя необходимо решить бесконечную систему уравнений (2) (бесконечную СЛАУ).

Введем новые неизвестные

$$x_k = Y_k'' U_k^{(2)}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

и решим каждое уравнение относительно неизвестной, стоящей в диагонали. Получим новую бесконечную систему уравнений:

$$x_k = \sum_{k=1}^{\infty} (c_{k,k-i} x_{k-i} + c_{k,k+i} x_{k+i}) + b_k, \quad (4)$$

где

$$c_{k,k-i} = - \left[\dot{R}_{i\sim} + j\omega_k \dot{L}_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} \dot{S}_{i\sim} \right] \left[(Y_k')^{-1} + (Y_k'')^{-1} + Z_{k,k-i} \right],$$

$$c_{k,k-i}^* = - \left[R_{i\sim} + j\omega_k L_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} S_{i\sim}^* \right] \left[(Y_k')^{-1} + (Y_k'')^{-1} + Z_{k,k-i} \right],$$

$$b_k = I_k^{(1)} \left[(Y_k')^{-1} + (Y_k'')^{-1} + Z_{k,k-i} \right].$$

Сумма модулей коэффициентов в каждой строке представлена в специальной форме:

$$\sum_{i=1}^{\infty} \{ |C_{k,k-i}| + |C_{k,k+i}| \} =$$

$$\left\{ \sum_{i=1}^{\infty} \left[\left| \dot{R}_{i\sim} + j\omega_k \dot{L}_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} \dot{S}_{i\sim} \right| + \left| R_{i\sim} + j\omega_k L_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} S_{i\sim}^* \right| \right] \left[(Y_k')^{-1} + (Y_k'')^{-1} + Z_{k,k-i} \right] \right\}. \quad (5)$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm \infty.$$

Мажорирование числителя суммы модулей задано в виде неравенств:

$$\sum_{i=1}^{\infty} \left[\left| \dot{R}_{i\sim} + j\omega_k \dot{L}_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} \dot{S}_{i\sim} \right| + \left| R_{i\sim} + j\omega_k L_{i\sim} + (j\omega_{k-i})^{-1} S_{i\sim}^* \right| \right] \leq$$

$$\leq \sum_{i=1}^{\infty} \left[2|R_{i\sim}| + |\omega_k| \sum_{i=1}^{\infty} 2|L_{i\sim}| + \sum_{i=1}^{\infty} S_{i\sim} 2 \left| \{\omega_{k-i}\}^{-1} \right| \right] \leq$$

$$\leq \sum_{i=1}^{\infty} [|2R_{i-}| + |\omega_k| \sum_{i=1}^{\infty} |2L_{i-}| + \sum_{i=1}^{\infty} |2S_{i-}|]. \quad (6)$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm \infty.$$

Возможны два варианта:

1 вариант. Если $r(t)$, $l(t)$ и $s(t)$ - периодические непрерывные функции, которые имеют первую производную, удовлетворяющую условиям Дирихле, либо непрерывные производные 1-го и более высокого порядка, то ряды, составленные из коэффициентов разложения этих функций, абсолютно сходятся, т.е.

$$\sum_{i=1}^{\infty} |2R_{i-}| < \pm \infty, \quad \sum_{i=1}^{\infty} |2L_{i-}| < \pm \infty, \quad \sum_{i=1}^{\infty} |2S_{i-}| < \pm \infty, \quad (7)$$

следовательно, для всех значений k выполняется условие

$$\sum_{i=1}^{\infty} \{ |C_{k,k-i}| + |C_{k,k+i}| \} < \pm \infty. \quad (8)$$

Начиная с некоторого значения $k = M + 1$ можно считать, что

$$\sum_{i=1}^{\infty} \{ |C_{k,k-i}| + |C_{k,k+i}| \} \leq (\sum_{i=1}^{\infty} |2L_{i-}|) / L_0. \quad (9)$$

Если $\sum_{i=1}^{\infty} |2L_{i-}| < L_0$, то начиная с $k = M + 1$, выполняется условие регулярности

бесконечной системы линейных алгебраических уравнений.

$$\sum_{i=1}^{\infty} \{ |C_{k,k-i}| + |C_{k,k+i}| \} < 1, \quad k = (M+1), (M+2), \dots, \quad (10)$$

Величина M зависит от параметров схемы, от соотношения частот сигнала и накачки. В зависимости от вида параметра Z_- условие (9) может измениться. Так, если $l(t) = 0$, то для выполнения неравенства (10) необходимо, чтобы

$$\sum_{i=1}^{\infty} |R_{i-}| < R_0. \quad (11)$$

Если свободные члены системы уравнений удовлетворяют условию

$$|b_k| = A \rho_k = A (1 - \sum_{i=1}^{\infty} \{ |C_{k,k-1}| + |C_{k,k+1}| \}), \quad (12)$$

где A - произвольное число, то эта система уравнений является квазирегулярной, решение которой может быть найдено методом редукции [4-7], т. е.

$$x_k = \lim x_k(N), \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 7, \quad (13)$$

где $x_k(N)$ - решение усеченной системы с $(2N+1)$ -уравнениями, которая получается из системы таблицы (после введения новых переменных) путем окаймления центральных членов.

2 вариант. Если хотя бы один из параметрических элементов описывается функцией, имеющей скачки, то коэффициенты разложения этой функции в ряд Фурье имеют порядок не ниже $1/i$. В этом случае условия регулярности или квазирегулярности не выполняются. Для решения вопроса о применимости метода редукции для решения бесконечной СЛАУ требуется дополнительное исследование.

3. Условия регулярности спектральной матрицы емкостного модулятора. Рассмотрим конкретную схему. Преобразуем схему рис. 2, б в схему емкостного модулятора рис. 7.

На рис. 7 представлен емкостный модулятор (ЕМ) при гармоническом воздействии с частотой видеосигнала Ω . Схема рис. 7 является исходной для мгновенных значений входного сигнала и комбинационных частот.

На входе схемы задан источник тока i_0 (точки 1-0), который моделирует передающую телевизионную трубку. Источник тока $i_0^{(1)}(t)$ нагружен на цепь G_1C_1 . Далее подключена параметрическая емкость $c(t)$ между точками 1-2. Генератор накачки здесь не показан.

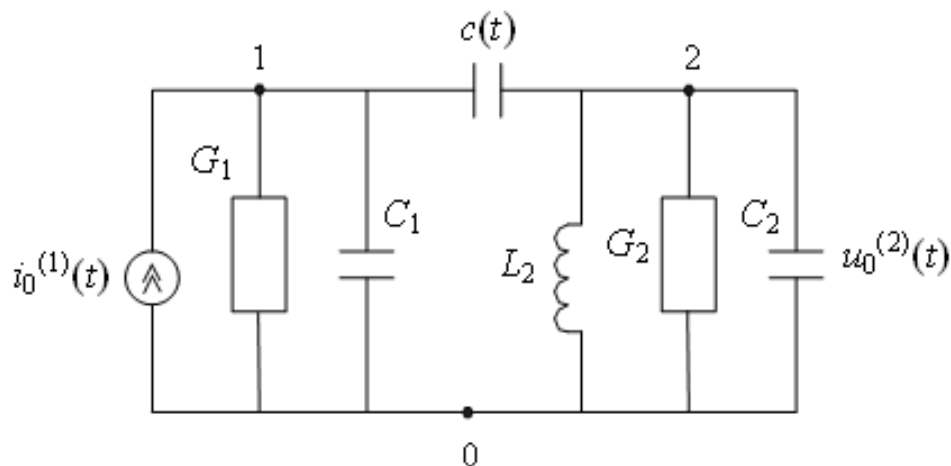


Рисунок 7 – Параметрический емкостный модулятор

В точках 2 ... 0 подключен колебательный контур $L_2G_2C_2$. Требуется найти передаточную функцию модулятора на комбинационных частотах.

На рис. 8 представлена схема замещения модулятора для комплексных амплитуд комбинационных частот.

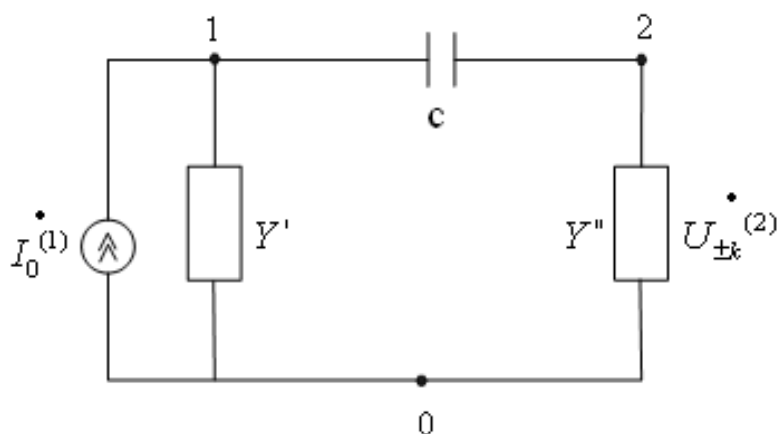


Рисунок 8 – Схема замещения для комплексных амплитуд комбинационных частот

Находим спектр отклика (или передаточную функцию) емкостного модулятора на комбинационных частотах. Бесконечная система уравнений для комплексных амплитуд модулятора представлена на рис. 9, ее решение позволяет определить сквозные передаточные функции на комбинационных частотах.

Если закон изменения параметра $s(t) = 1/c(t)$ (обратной емкости параметрического элемента) удовлетворяет условиям Дирихле, то выполняется неравенство

$$\sum_{i=1}^{\infty} |2S_{i\sim}| < +\infty. \quad (14)$$

Введя новые неизвестные x и свободный член a_0

$$x = Y_k'' U_{\pm k}^{(2)} / (j\omega_k), \quad (15)$$

$$a_0 = I_0^{(1)} / Y', \quad (16)$$

приведем систему уравнений рис. 9 к известному виду рис. 10.

...	
0	...	$Y_{-1}' + Y_{-1}'' + Y_{-1}' Y_{-1}'' (j\omega_{-1})^{-1} S_0$	$Y_{-1}' Y_0'' (j\omega_0)^{-1} \dot{S}_{1\sim}$	$Y_{-1}' Y_{+1}' (j\omega_{+1})^{-1} \dot{S}_{2\sim}$...
$I_0^{(1)}$	=	$Y_0' Y_{-1}'' (j\omega_{-1})^{-1} \dot{S}_{1\sim}$	$Y_0' + Y_0'' + Y_0' Y_0'' (j\omega_0)^{-1} S_0$	$Y_{-1}' Y_{+1}'' (j\omega_{+1})^{-1} \dot{S}_{1\sim}$...
0	...	$Y_{+1}' Y_{-1}'' (j\omega_{-1})^{-1} \dot{S}_{2\sim}$	$Y_{+1}' Y_0'' (j\omega_0)^{-1} \dot{S}_{1\sim}$	$Y_{+1}' + Y_{+1}'' + Y_{+1}' Y_{+1}'' (j\omega_{+1})^{-1} S_0$...
...	

Рисунок 9 – Система уравнений для комплексных амплитуд емкостного модулятора

...	
0	...	$j\omega_{-1}(Y_{-1}')^{-1} + j\omega_{-1}(Y_{-1}'')^{-1} + S_{0\sim}$	$S_{1\sim}^*$	$S_{2\sim}^*$...
a_0	=	$\dot{S}_{1\sim}$	$j\omega_0(Y_0')^{-1} + j\omega_0(Y_0'')^{-1} + S_{0\sim}$	$S_{1\sim}^*$...
0	...	$\dot{S}_{2\sim}$	$\dot{S}_{1\sim}$	$j\omega_{+1}(Y_{+1}')^{-1} + j\omega_{+1}(Y_{+1}'')^{-1} + S_{0\sim}$...
...	

Рисунок 10 — Емкостный модулятор при скачкообразной накачке. Преобразованная СЛАУ

Для того, чтобы система уравнений была квазирегулярной, необходимо выполнение условия

$$\sum_{i=1}^{\infty} |2S_{i-}| < (S_0 + 1/C_1 + 1/C_2). \quad (17)$$

4. Емкостный модулятор при скачкообразном законе изменения параметра. Пусть закон изменения параметра $s(t)$ скачкообразный, как показано на рис.11. Представим переменный параметр $s(t) > 0$ в виде ряда Фурье,

$$s(t) = S_{0-} + \sum_{i=1}^{\infty} 2S_{i-} \cos jvt,$$

$$S_{0-} = 1/2 (S_{\text{макс}} + S_{\text{мин}}),$$

$$S_{i-} = 1/\pi (S_{\text{макс}} - S_{\text{мин}}) \sin (n \pi/2) / n.$$

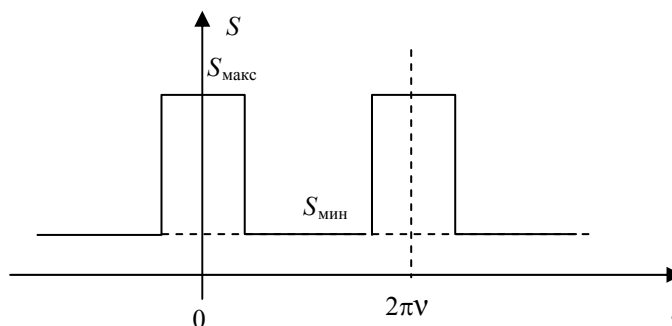


Рисунок 11 – Закон вариации параметра $s(t)$

Систему уравнений рис. 10 можно представить в виде суммы двух матриц

$$[a] = [B] + [x].$$

Оператор $[B]$ представим в виде суммы $[B] = [H] + [D]$, чтобы матрица $[H]$ имела бы члены, зависящие лишь от разности индексов $[H] = [h_{k-i}]_{k,i=-\infty}^{\infty}$, а матрица $[D]$ была бы диагональной, члены которой стремились бы к 0 при $k \rightarrow \infty$.

Матрица $[D]$ является вполне непрерывной [7], так как для нее выполняется условие $\sum_{i,k=-\infty}^{\infty} |d_{ik}|^2 < \infty$, причем ряд сходится со скоростью $1/k$.

Для матрицы $[H]$ построим функцию $h(\xi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n \xi^n$ ($|\xi| = 1$).

Рассмотрим поведение этой функции на комплексной плоскости при $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, если $\xi = e^{j\varphi}$; в этом случае

$$h(\xi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{n-} \xi^n. \quad (18)$$

График $h(\xi)$ представлен на рис. 12:

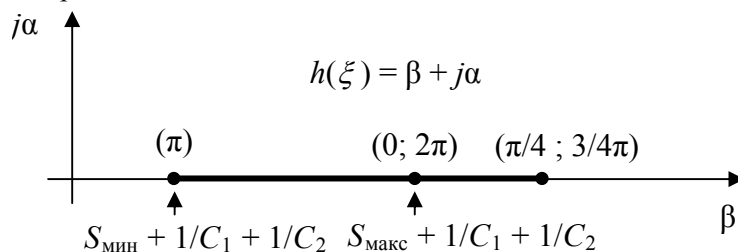


Рисунок 12 – График $h(\xi)$

Из рис.12 следует, что

$$\begin{aligned}
 &1) \quad h(\xi) \neq 0 \quad (|\xi| = 1), \\
 &2) \quad \chi = 1/2\pi [\arg h(e^{j\varphi})]_{\varphi=0}^{2\pi} = 0.
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

Согласно теореме 2.1 в работах [7,8] при выполнении условий (11) оператор \mathbf{H} обратим и к нему применим проекционный метод, т.е. $\mathbf{H} \in \{P_\tau, Q_\tau\}$; при этом, если оператор \mathbf{D} вполне непрерывен и если оператор $\mathbf{B} = \mathbf{H} + \mathbf{D}$ обратим, то он принадлежит классу $\{P_\tau, Q_\tau\}$. Таким образом, если методом редукции будет определен x_1

$$\lim_{N \rightarrow \infty} x_1 = x_1,
 \tag{20}$$

x_1 есть решение бесконечной СЛАУ, рис.13.

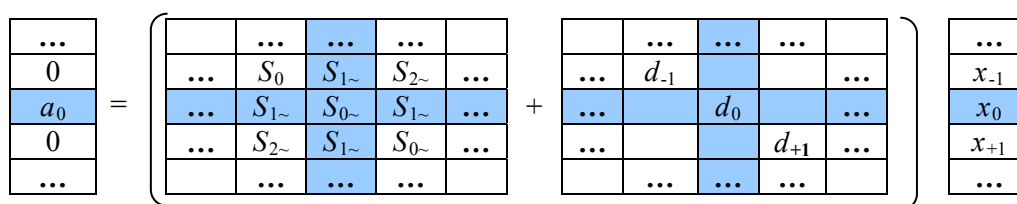


Рисунок 13 – СЛАУ в форме $[H] + [D]$

Здесь

$$\begin{aligned}
 S_0 &= S_{0\sim} + 1/C_1 + 1/C_2, \\
 S_{k\sim} &= j\omega_k (Y_k')^{-1} - 1/C_1 + j\omega_k (Y_k'')^{-1} - 1/C_2.
 \end{aligned}$$

Таким образом, задача решена. Выполнен 2-й шаг алгоритма и определены условия регулярности или квазирегулярности для спектральных матриц (9; 10). Следует принять решение о возможности перехода к следующему шагу – к расчету передаточных функций.

Сформулируем выводы. Использование метода редукции для решения бесконечной системы уравнений делает метод комплексных амплитуд удобным для исследования параметрических цепей. Процесс расчета можно остановить при достижении требуемого значения погрешности. Решение тем быстрее будет найдено, чем больше избирательность исследуемой цепи и чем быстрее сходится ряд Фурье, аппроксимирующий параметрические элементы. В результате расчета определяется число комбинационных колебаний, с заданной погрешностью описывающих параметрическую цепь.

Для многих практических задач закон изменения параметрического элемента можно аппроксимировать конечным рядом Фурье. При этом элементарные схемы параметрических четырехполюсников будут описываться бесконечными матрицами с конечным числом диагоналей.

Для сложных четырехполюсников бесконечные матрицы, полученные в результате перемножения соответствующих матриц элементарных схем, также будут содержать конечное число диагоналей. Бесконечную систему уравнений с конечным числом диагоналей всегда можно привести к нормальному виду, например, если умножить каждое k -е уравнение соответственно на $1/k^2$, принимая, что центральный элемент (при $k = 0$) равен 1.

Для решения системы уравнений, имеющих нормальный определитель, применим метод редукции.

Ограничение числа диагоналей позволяет существенно упростить расчеты в задачах, где необходимо рассчитать частотные характеристики, корни полинома и т.п. При этом необходимо оценить погрешность расчета.

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. *Тафт В.А.* Спектральные методы расчета нестационарных цепей и систем / Тафт В. А. – М., 1978. – 272.
3. *Быков Р. Е.* Теоретические основы телевидения: [учебник для вузов] / Быков Р.Е. – СПб.: Изд-во «Лань», 1998. – 288 с.
4. *Канторович Л.В.* Функциональный анализ и прикладная математика / Канторович Л. В. // Успехи математических наук. – 1948. – Т.3. – № 6. – С. 89-185.
5. *Канторович Л.В.* Функциональный анализ в нормированных пространствах / Л. В. Канторович, Г. П. Акилов. – М.: Наука, 1984. – 752 с.
6. *Мацкевич И.П.* Решение задачи Дирихле для тела, ограниченного конечным числом эллипсоидов вращения / И. П. Мацкевич // ДАН БССР. – 1960. – Т. 4. – № 5. – С. 273-275.
7. *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.
8. *Гохберг И.Ц.* Уравнения в свертках и проекционные методы их решения / И. Ц Гохберг, И.А. Фельдман. – М, 1971. – 352 с. 9.
9. *Каган В. Ф.* Основания теории определителей / Каган В. Ф. – Одесса: Гос. изд. Украины, 1922. – 521 с.
10. *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.