

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА НА ЭЛЕКТРОННЫХ КЛЮЧАХ ДИСКРЕТНО-ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ФИЛЬТРА

## MAXIMUM PERMISSIBLE INPUT POWER OF DISCRETE-TUNABLE RESONATOR ON THE CUTS OF HOMOGENEOUS LONG LINES

*N. Unru*

*Summary.* Discrete-tuned filters with pin-diodes on segments of homogeneous long lines with microsecond frequency tuning times can work with input power levels up to tens and more watts in continuous mode. The proposed analytical expressions allow us to calculate the value of the voltage of the input signal at an arbitrarily selected electronic key of a discrete-tunable filter with pin-diodes.

*Keywords:* discrete-tunable filter, a segment of a homogeneous long line, an allowable input power..

**Унру Николай Эдуардович**

*К.т.н., доцент, Новосибирский государственный технический университет  
nickonro@ngs.ru*

*Аннотация.* Дискретно-перестраиваемые при помощи pin-диодов фильтры на отрезках однородных длинных линий при микросекундных временах перестройки по частоте могут работать с уровнями входной мощности до десятков и более ватт в непрерывном режиме. Предлагаемые аналитические выражения позволяют рассчитать значение напряжения входного сигнала на произвольно выбранном электронном ключе дискретно-перестраиваемого при помощи pin-диодов фильтра.

*Ключевые слова:* дискретно-перестраиваемый фильтр, отрезок однородной длинной линии, допустимая входная мощность.

### Введение

**В**ажнейший составной элемент дискретно-перестраиваемых фильтров (ДПФ) — электронный ключ (ЭК) [1] во многом определяет основные электрические характеристики ДПФ. От параметров ЭК зависят и такие важнейшие характеристики ДПФ как предельно-допустимая входная мощность и уровень нелинейных искажений фильтра. Для их определения необходимо найти величину напряжения входного сигнала на ЭК. В известной литературе, посвященной рассмотрению дискретно-перестраиваемых резонаторов (ДПР) [1÷3], эта задача не решена. Цель данной работы — предоставить алгоритм и соответствующие ему аналитические выражения для решения указанной задачи для ДПФ, построенных на описанных в [1÷3] ДПР.

### Метод решения задачи

При нахождении напряжения  $U_{ki}$  входного сигнала с частотой  $\omega$  на  $k$ -ом ЭК  $i$ -ого ДПР, ограничимся рассмотрением, нашедшей широкое распространение в перестраиваемых фильтрах [4], эквивалентной схеме ДПФ, состоящего из  $m$  параллельно связанных ДПР и  $m+1$  цепи связи (ЦС), как показано на рис. 1, где источник сигнала представлен источником напряжения  $E_G$  с внутренним сопротивлением  $1/G_G$ , а нагрузка ДПФ — проводимостью  $G_H$ .

Напряжение  $U_{ki}$  связано с напряжением  $U_{0i}$  на разомкнутом конце отрезка однородной длинной линии (ОДЛ)

$i$ -ого ДПР выражениями, которые можно получить, воспользовавшись результатами работы [1]

$$U_{ki} = \frac{U_{0i} \sin \theta_{ki}}{\left(1 + \frac{C_{Пki}}{C_{Сki}}\right) \sin \theta_{0i}} \quad (1)$$

— для разомкнутого ЭК и

$$U_{ki} = \frac{U_{0i} \sin \theta_{ki}}{\left(1 + \frac{1}{j\omega! C_{ki} r_{+ki}}\right) \sin \theta_{0i}} \quad (2)$$

— для замкнутого ЭК, где

$$\theta_{ki} = \frac{2\pi}{\lambda} \left( X_{ki} + \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{k-1} \Delta \lambda_{ni} \right) \quad (3)$$

и  $X_{ki}$  — соответственно электрическая и геометрическая координаты точки подключения  $k$ -ой секции перестройки [1]  $i$ -ого ДПР к потенциальному проводнику отрезка ОДЛ;

$$\frac{\pi \Delta \lambda_{ni}}{2\lambda}$$

— увеличение электрической длины отрезка ОДЛ, вызванное  $n$ -ой секцией перестройки  $i$ -ого ДПР, при длине волны электромагнитного колебания  $\lambda$ , может быть найдено по формуле [1]

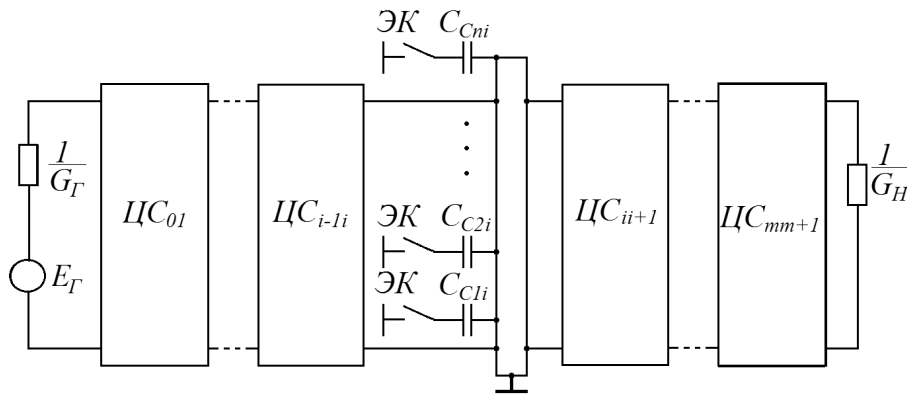


Рис. 1. Эквивалентная схема ДПФ

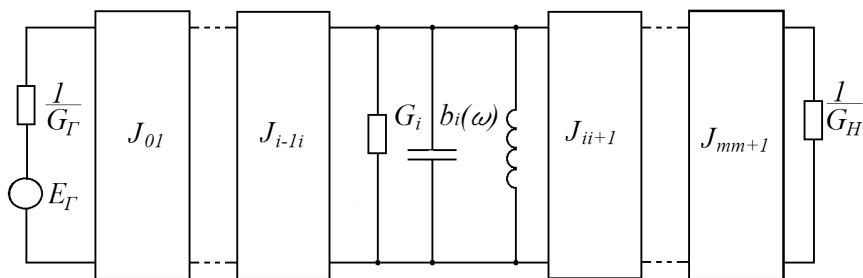


Рис. 2. Обобщённая схема полосно-пропускающего фильтра, содержащая инверторы проводимости и резонаторы параллельного типа

$$\frac{\pi \Delta \lambda_{ni}}{2 \lambda} = \frac{1}{\pi \rho_i \sigma_{ni} C_{Cni}} \operatorname{arctg} \frac{\sin \left[ \frac{4 \pi}{\lambda} \left( X_{ni} + \sum_{\xi=1}^{n-1} \frac{\Delta \lambda_{\xi i}}{4} \right) \right]}{1 - \cos \left[ \frac{4 \pi}{\lambda} \left( X_{ni} + \sum_{\xi=1}^{n-1} \frac{\Delta \lambda_{\xi i}}{4} \right) \right]}, \quad (4)$$

где  $\rho_i$  — волновое сопротивление отрезка ОДЛ  $i$ -ого ДПР;  $C_{Cni}$  — величина перестраиваемой емкости  $n$ -ой секции перестройки  $i$ -ого ДПР;  $C_{\Pi ni}$  и  $r_{+ki}$  — емкость разомкнутого и активное дифференциальное сопротивление замкнутого  $k$ -ого ЭК  $i$ -ого ДПР;  $\sigma_{ni}=1$  — если  $n$ -ый ЭК  $i$ -ого ДПР замкнут и

$$\sigma_{ni} = 1 / (1 + C_{Cni} / C_{\Pi ni}),$$

если этот ключ разомкнут;

$$\theta_{0i} = \frac{2 \pi}{\lambda} \left( l_{0i} + \sum_{n=1}^{n_i} \frac{\Delta \lambda_{ni}}{4} \right) \quad (5)$$

и  $l_{0i}$  — соответственно электрическая и геометрическая длины отрезка ОДЛ  $i$ -ого ДПР;  $n_i$  — число секций перестройки  $i$ -ого ДПР.

Для определения  $U_{0i}$  преобразуем эквивалентную схему ДПФ рис. 1 в обобщённую схему полосно-пропускающего фильтра, содержащую инверторы проводимости  $J_{01}, \dots, J_{mm+1}$  и резонаторы параллельного типа [4], как показано на рис. 2, где  $G_i$  — активная проводимость, учитывающая диссипативные потери в  $i$ -ом ДПР, параметр крутизны реактивной проводимости которого обозначен через  $b_i$ .  $b_i$  связан с комплексной проводимостью  $i$ -ого резонатора  $Y_i$  уравнением [5]

$$Y_i = G_i + j v_i b_i, \quad (6)$$

где  $j = \sqrt{-1}$ ,

$$v_i = \frac{\omega_i}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_i} \quad (7)$$

— обобщённая расстройка;  $\omega_i$  — частота основного резонанса  $i$ -ого ДПР;

$$b_i = \frac{\lambda_i}{2} \left( \frac{d \bar{B}_i}{d \lambda} \right)_{\lambda=\lambda_i}, \quad (8)$$

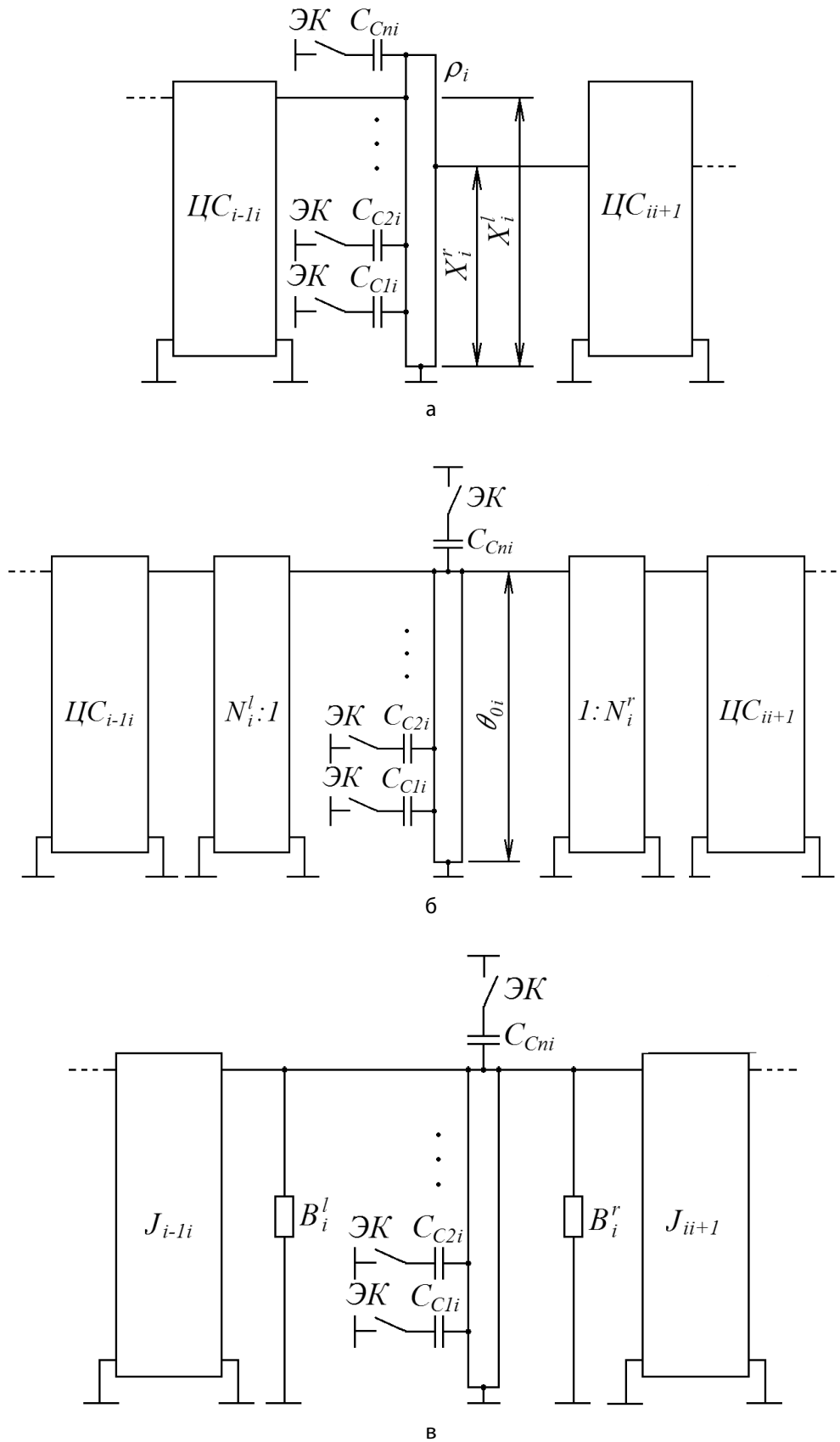


Рис. 3. Схема  $i$ -ого ДПР с ЦС — (а),  $i$ -ого ДПР с ЦС и введёнными ИТ — (б),  $i$ -ого ДПР с инверторами проводимости — (в)

$$\bar{B}_i = B_i + B_i^l + B_i^r, \tag{9}$$

$B_i$  — собственная реактивная проводимость  $i$ -ого ДПР;

$B_i^l$  и  $B_i^r$  — реактивные проводимости, вносимые в  $i$ -ый ДПР ЦС слева и справа соответственно при выделении инверторов проводимости.

Очевидно, что

$$\left(\frac{d\bar{B}_i}{d\lambda}\right)_{\lambda=\lambda_i} = \left(\frac{dB_i}{d\lambda}\right)_{\lambda=\lambda_i} + \left(\frac{dB_i^l}{d\lambda}\right)_{\lambda=\lambda_i} + \left(\frac{dB_i^r}{d\lambda}\right)_{\lambda=\lambda_i}. \tag{10}$$

Значения  $G_i$  и

$$\left(\frac{dB_i}{d\lambda}\right)_{\lambda=\lambda_i},$$

вычисляемые в точке с координатой  $\theta_{0i}$ , могут быть рассчитаны, например, согласно [2]. Путь преобразования эквивалентной схемы ДПФ рис. 1 в обобщенную схему полосно-пропускающего фильтра рис. 2 проиллюстрирован на рис. 3.

Если в качестве межрезонаторных ЦС, параллельно-связанных ДПР, используются любые взаимные реактивные четырёхполюсники (ёмкость, индуктивность, отрезок ОДЛ, либо связь посредством краевого поля и т.д.), описываемые матрицами передачи

$$\begin{vmatrix} A_{i-li} & jB_{i-li} \\ jC_{i-li} & D_{i-li} \end{vmatrix} \tag{11}$$

и подключаемые слева и справа к ДПР в точках с электрическими координатами (для связи ёмкостью, индуктивностью и отрезком ОДЛ)

$$\theta_i^r = \frac{2\pi}{\lambda} \left( X_i^r + \sum_{n=1}^{\tau-1} \frac{\Delta\lambda_{ni}}{4} \right) \tag{12}$$

и

$$\theta_i^l = \frac{2\pi}{\lambda} \left( X_i^l + \sum_{n=1}^{\gamma-1} \frac{\Delta\lambda_{ni}}{4} \right) \tag{13}$$

соответственно, где  $X_i^l$  и  $X_i^r$  — соответствующие геометрические координаты, как показано на рис. 3а, причём  $\tau$  и  $\gamma$  определяются из условий:

$$X_{\tau-li} < X_i^r \leq X_{\tau i}, \tag{14}$$

$$X_{\gamma-li} < X_i^l \leq X_{\gamma i}, \tag{15}$$

либо, в случае связи посредством краевого поля, имеющие геометрическую —  $l_{A2i-li}$

и электрическую

$$\theta_{A2i-li} = \theta_{i-l}^r = \theta_i^l = \frac{2\pi l_{A2i-li}}{\lambda}$$

протяжённости области связи, то, используя идеальные трансформаторы (ИТ) с коэффициентами трансформации [4]

$$N_i^r = \frac{\sin \theta_i^r}{\sin \theta_{0i}}, \tag{16}$$

$$N_i^l = \frac{\sin \theta_i^l}{\sin \theta_{0i}}, \tag{17}$$

приходим к эквивалентной схеме рис. 3б. От схемы рис. 3б перейдём к схеме рис. 3в, содержащую инверторы проводимости, при этом, используя результаты работы [6], находим

$$J_{i-li} = \left| \frac{\sin \theta_{i-l}^r \sin \theta_i^l}{B_{i-li} \sin \theta_{0i-l} \sin \theta_{0i}} \right|, \tag{18}$$

$$B_i^l = -\frac{A_{i-li} \sin^2 \theta_i^l}{B_{i-li} \sin^2 \theta_{0i}}, \tag{19}$$

где  $i = 2, 3, \dots, m$ ,

$$B_i^r = -\frac{D_{ii+1} \sin^2 \theta_i^r}{B_{ii+1} \sin^2 \theta_{0i}}, \tag{20}$$

где  $i = 1, 2, 3, \dots, m-1$ . Аналогичная процедура, с использованием результатов работы [7] позволяет найти выражение для параметров инверсии крайних инверторов проводимости и для вносимых реактивных проводимостей  $B_i^l, B_m^r$  (21), (22), (23), (24).

Продифференцировав (19), (20), (22) и (24) по  $\lambda$ , находим выражения для второго и третьего слагаемых правой части выражения (10) — (25), где  $i = 2, 3, \dots, m$ ; (26), где  $i = 1, 2, 3, \dots, m-1$ ; (27); (28), где (29).

Для параллельной связи ёмкостью, индуктивностью и кондуктивной связи отрезком ОДЛ (30), (31).

$$J_{01} = G_{\Gamma} \frac{\sin \theta_1^l}{\sin \theta_{01}} \sqrt{\frac{B_{01} C_{01} + A_{01} D_{01}}{D_{01}^2 + B_{01}^2 G_{\Gamma}^2 \frac{\sin^4 \theta_1^l}{\sin^4 \theta_{01}}}} \quad (21)$$

$$B_1^l = \frac{D_{01} C_{01} \sin^4 \theta_{01} - B_{01} A_{01} G_{\Gamma}^2 \sin^4 \theta_{01}}{D_{01}^2 \sin^4 \theta_{01} + B_{01}^2 G_{\Gamma}^2 \sin^4 \theta_1^l} \quad (22)$$

$$J_{mm+1} = G_H \frac{\sin \theta_m^r}{\sin \theta_{0m}} \sqrt{\frac{B_{mm+1} C_{mm+1} + A_{mm+1} D_{mm+1}}{A_{mm+1}^2 + B_{mm+1}^2 G_H^2}} \quad (23)$$

$$B_m^r = \frac{\sin \theta_m^r}{\sin \theta_{0m}} \frac{A_{mm+1} C_{mm+1} - B_{mm+1} D_{mm+1} G_H^2}{A_{mm+1}^2 + B_{mm+1}^2 G_H^2} \quad (24)$$

$$\left( \frac{dB_1^l}{d\lambda} \right)_{\lambda=\lambda_i} = \frac{A_{i-1i} \sin^2 \theta_i^l \left[ B'_{i-1i} \sin^2 \theta_{01} + B_{i-1i} \sin 2\theta_{01} (\theta_{01})' \right] - B_{i-1i}^2 \sin^4 \theta_{01}}{B_{i-1i} \sin^2 \theta_{0i} \left[ A'_{i-1i} \sin^2 \theta_i^l + A_{i-1i} (\theta_i^l)' \sin 2\theta_i^l \right]} \quad (25)$$

$\lambda=\lambda_i$

$$\left( \frac{dB_i^r}{d\lambda} \right)_{\lambda=\lambda_i} = \frac{D_{ii+1} \sin^2 \theta_i^r \left[ B'_{ii+1} \sin^2 \theta_{0i} + B_{ii+1} \sin 2\theta_{0i} (\theta_{0i})' \right] - B_{ii+1}^2 \sin^4 \theta_{0i}}{B_{ii+1} \sin^2 \theta_{0i} \left[ D'_{ii+1} \sin^2 \theta_i^r + D_{ii+1} (\theta_i^r)' \sin 2\theta_i^r \right]} \quad (26)$$

$\lambda=\lambda_i$

$$\left( \frac{dB_1^l}{d\lambda} \right)_{\lambda=\lambda_i} = \frac{1}{\left( D_{01}^2 \sin^4 \theta_{01} + B_{01}^2 G_{\Gamma}^2 \sin^4 \theta_1^l \right)_{\lambda=\lambda_i}} \left\{ \left( D_{01}^2 \sin^2 \theta_{01} + B_{01}^2 G_{\Gamma}^2 \sin^2 \theta_1^l \right) \left[ \left( D'_{01} C_{01} + D_{01} C'_{01} \right) \sin^4 \theta_{01} + 4 D_{01} C_{01} (\theta_{01})' \sin^3 \theta_{01} \cos \theta_{01} - G_{\Gamma}^2 \left( A'_{01} B_{01} + A_{01} B'_{01} \right) \sin^4 \theta_1^l - 4 G_{\Gamma}^2 A_{01} B_{01} (\theta_1^l)' \sin^3 \theta_1^l \cos \theta_1^l \right] - \left( D_{01} C_{01} \sin^4 \theta_{01} - G_{\Gamma}^2 A_{01} B_{01} \sin^4 \theta_1^l \right) \left[ 2 D_{01} D'_{01} \sin^4 \theta_{01} + 4 D_{01}^2 (\theta_{01})' \sin^3 \theta_{01} \cos \theta_{01} + 2 B_{01} B'_{01} G_{\Gamma}^2 \sin^4 \theta_1^l + 4 G_{\Gamma}^2 B_{01}^2 (\theta_1^l)' \sin^3 \theta_1^l \cos \theta_1^l \right] \right\} ; \quad (27)$$

$\lambda=\lambda$

Для связи посредством краевого поля (32), (33), значение  $\Delta\lambda'_{ni}$  можно определить, согласно [2] (34), где  $C = 3 \cdot 10^8$  м/сек; (35), (36).

Используя результаты работ [4, 6, 8], найдём аналитические выражения для элементов матрицы передачи ЦС

(11), а также аналитические выражения для их первых производных.

Для емкостной связи

$$A_{i-1i} = D_{i-1i} = 1, B_{i-1i} = 1/(\omega C_{A2i-1i}), C_{i-1i} = 0,$$

$$\left(\frac{dB_m^r}{d\lambda}\right)_{\lambda=\lambda_i} = \frac{1}{\left[\left(A_{mm+1}^2 + B_{mm+1}^2 G_H^2\right) \sin^2 \theta_{0m}\right]_{\lambda=\lambda_i}^2} \left\{ \left(A_{mm+1}^2 + B_{mm+1}^2 G_H^2\right) \sin^2 \theta_{0m} \right. \\ \left. \left[ \left(A_{mm+1} C_{mm+1} - B_{mm+1} D_{mm+1} G_H^2\right) \left(\theta_m^r\right)' \sin 2\theta_m^r + \left(A'_{mm+1} C_{mm+1} + A_{mm+1} C'_{mm+1} - \right. \right. \right. \quad (28) \\ \left. \left. B'_{mm+1} D_{mm+1} G_H^2 - B_{mm+1} D'_{mm+1} G_H^2\right) \right] - \left(A_{mm+1} C_{mm+1} - B_{mm+1} D_{mm+1} G_H^2\right) \sin^2 \theta_m^r \\ \left. \left[ \left(A_{mm+1}^2 + B_{mm+1}^2 G_H^2\right) \left(\theta_{0m}\right)' \sin 2\theta_{0m} + \left(2 A_{mm+1} A'_{mm+1} + 2 B_{mm+1} B'_{mm+1} G_H^2\right) \sin^2 \theta_{0m} \right] \right\}$$

$$\left(\theta_{0i}\right)' = \frac{\pi}{2\lambda} \sum_{n=1}^{n_i} \Delta\lambda'_{ni} - \frac{\theta_{0i}}{\lambda} \quad (29)$$

$$\left(\theta_i^l\right)' = \frac{\pi}{2\lambda} \sum_{n=1}^{\gamma-1} \Delta\lambda'_{ni} - \frac{\theta_i^l}{\lambda} \quad (30)$$

$$\left(\theta_i^r\right)' = \frac{\pi}{2\lambda} \sum_{n=1}^{\tau-1} \Delta\lambda'_{ni} - \frac{\theta_i^r}{\lambda} \quad (31)$$

$$\left(\theta_i^l\right)' = \left(\theta_{i-1}^r\right)' = -\frac{\theta_{A2i-1i}}{\lambda} \quad (32)$$

$$\left(\theta_i^r\right)' = \left(\theta_{i+1}^l\right)' = -\frac{\theta_{A2i+1}}{\lambda} \quad (33)$$

$$\Delta\lambda'_{ni} = \frac{2}{\pi} \operatorname{arcctg} F_{ni} - \frac{\lambda \operatorname{csc}^2 \theta_{ni} (1 - \Phi_{ni} \operatorname{ctg} \theta_{ni})}{\pi^2 \rho_i C C_{Cni} \sigma_{ni} (1 + F_{ni}^2)} \quad (34)$$

$$F_{ni} = \frac{\lambda \operatorname{csc}^2 \theta_{ni}}{2\pi \rho_i C C_{Cni} \sigma_{ni}} - \operatorname{ctg} \theta_{ni} \quad (35)$$

$$\Phi_{ni} = \pi \sum_{\xi=1}^{ni-1} \Delta\lambda'_{\xi i} - 2\theta_{ni} \quad (36)$$

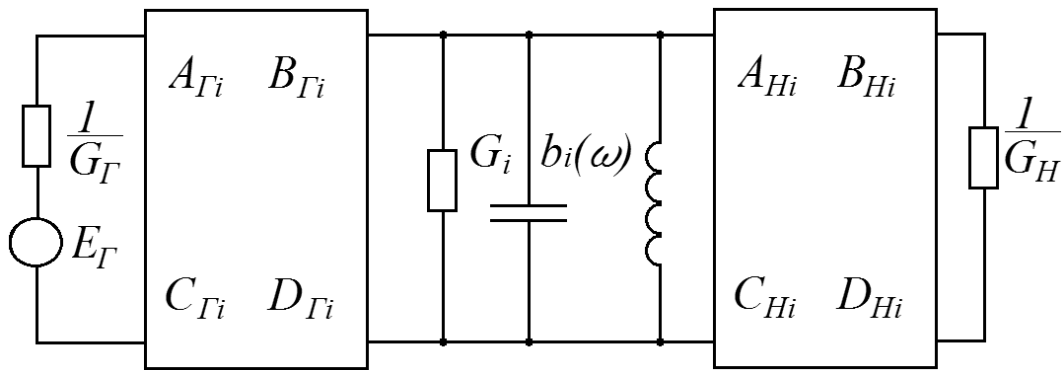


Рис. 4. Упрощённая обобщённая схема полосно-пропускающего фильтра

$$A'_{i-li} = D'_{i-li} = C'_{i-li} = 0, B'_{i-li} = -1 / (2\pi! C_{A2i-li}),$$

где  $C_{A2i-li}$  — ёмкость связи.

Для индуктивной связи  $A_{i-li} = D_{i-li} = 1,$

$$B_{i-li} = \omega L_{A2i-li}, C_{i-li} = 0,$$

$$A'_{i-li} = D'_{i-li} = C'_{i-li} = 0, B'_{i-li} = -\omega L_{A2i-li} / \lambda,$$

где  $L_{A2i-li}$  — индуктивность связи.

Для кондуктивной связи отрезком ОДЛ

$$A_{i-li} = D_{i-li} = \cos \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda},$$

$$B_{i-li} = \rho_{Si-li} \sin \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda},$$

$$C_{i-li} = \frac{1}{\rho_{Si-li}} \sin \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda},$$

$$A'_{i-li} = D'_{i-li} = \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda^2} \sin \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda},$$

$$B'_{i-li} = -\frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda^2} \cos \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda},$$

$$C'_{i-li} = -\frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda^2} \cos \frac{2\pi l_{Si-li}}{\lambda},$$

где  $l_{Si-li}$  и  $\rho_{Si-li}$  — геометрическая длина и волновое сопротивление отрезка линии связи.

Для связи посредством краевого поля

$$A_{i-li} = D_{i-li} = \frac{\rho_{i-1}}{\rho_{i-li}},$$

$$B_{i-li} = \frac{\rho_{i-1}\rho_i - \rho_{i-li}^2}{\rho_{i-li}} \operatorname{tg} \theta_{A2i-li},$$

$$C_{i-li} = -\frac{\operatorname{Atg} \theta_{A2i-li}}{\rho_{i-li}},$$

$$A'_{i-li} = D'_{i-li} = 0,$$

$$B'_{i-li} = -\frac{\theta_{A2i-li}}{\lambda} \frac{\rho_{i-1}\rho_i - \rho_{i-li}^2}{\rho_{i-li}} \operatorname{sec}^2 \theta_{A2i-li},$$

$$C'_{i-li} = -\frac{\theta_{A2i-li}}{\lambda \rho_{i-li}} \operatorname{csc}^2 \theta_{A2i-li},$$

где  $\rho_{i-1}$  и  $\rho_i$  — волновые сопротивления отрезков ОДЛ соответствующих ДПР;  $\rho_{i-li}$  — взаимное волновое сопротивление между  $i-1$ -ым и  $i$ -ым ДПР.

Заменяв части обобщённой схемы рис. 2, лежащими между источником сигнала и  $i$ -ым резонатором, а также между  $i$ -ым резонатором и нагрузкой, эквивалентными четырёхполюсниками, как показано на рис. 4, с матрицами передачи

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} A_{Гi} & B_{Гi} \\ C_{Гi} & D_{Гi} \end{vmatrix} &= \\ &= \begin{vmatrix} 0 & j/J_{01} \\ jJ_{01} & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{vmatrix} \cdot \dots \cdot \begin{vmatrix} 0 & j/J_{i-li} \\ jJ_{i-li} & 0 \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \text{и} \begin{vmatrix} A_{Hi} & B_{Hi} \\ C_{Hi} & D_{Hi} \end{vmatrix} &= \\ &= \begin{vmatrix} 0 & j/J_{ii+1} \\ jJ_{ii+1} & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ Y_{i+1} & 1 \end{vmatrix} \cdot \dots \cdot \begin{vmatrix} 0 & j/J_{mm+1} \\ jJ_{mm+1} & 0 \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (38)$$

соответственно, можно записать выражение, связывающее между собой  $\dot{U}_{0i}$  и  $E_{\Gamma}$  [9]

$$\dot{U}_{0i} = \frac{E_{\Gamma}}{A_{\Gamma i} G_{\Gamma} + B_{\Gamma i} G_{\Gamma} (Y_{Hi} + Y_i) + C_{\Gamma i} + D_{\Gamma i} (Y_{Hi} + Y_i)}, \quad (39)$$

где

$$Y_{Hi} = \frac{C_{Hi} + D_{Hi} G_H}{A_{Hi} + B_{Hi} G_H} \quad (40)$$

— входная проводимость части схемы рис. 4, лежащей правее  $i$ -ого резонатора.

Искомую величину  $\dot{U}_{ki}$  можно определить, используя нижеследующий алгоритм.

1. Используя выражения (12...15, 18, 21, 23), а также выражения для элементов матрицы передачи соответ-

ствующих ЦС, находим параметры инверсии инверторов проводимости ЦС рис. 2.

2. Используя выражения (4...10, 12, 13, 25...36), находим выражения для элементов матрицы передачи и их производных соответствующих ЦС, а также результаты работы [2], находим значения комплексных проводимостей всех резонаторов рис. 2.

3. По выражениям (37, 38) определяем матрицы передачи эквивалентных четырехполюсников рис. 4.

4. По выражениям (39, 40) определяем напряжение на разомкнутом конце четвертьволнового отрезка ОДЛ  $i$ -ого ДПР  $\dot{U}_{0i}$ .

5. По выражению (1) или (2) находим искомое значение  $\dot{U}_{ki}$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Унру Н. Э. Методы синтеза дискретно перестраиваемого резонатора на отрезке регулярной длинной линии. — Радиотехника, 2010, № 1 — с. 82–87.
2. Унру Н. Э. Об оптимальных параметрах дискретно перестраиваемого резонатора на отрезке однородной длинной линии с точки зрения его собственной добротности. — Радиотехника, 2015, № 11 — с. 98–104.
3. Унру Н. Э. Предельно-допустимая входная мощность дискретно-перестраиваемого резонатора на отрезке однородной длинной линии. — Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 4.
4. Знаменский А.Е., Попов Е. С. Перестраиваемые электрические фильтры. — М.: Связь. 1979.
5. Белов А.С., Грибов Е. Ф. Методы подавления паразитных полос пропускания в одно-, двух и трёхрезонаторных фильтрах СВЧ. — Вопросы радиоэлектроники, серия Техника радиосвязи, 1974, вып. 3, с. 139–150.
6. Белов А.С., Грибов Е. Ф. Определение коэффициентов связи коаксиальных резонаторов, связанных между собой различными элементами. — Вопросы радиоэлектроники, серия Техника радиосвязи, 1974, вып. 3, с. 149–161.
7. Белов А.С., Грибов Е. Ф. Определение внешней добротности коаксиальных резонаторов с различными элементами связи. — Вопросы радиоэлектроники, серия Техника радиосвязи, 1973, вып. 1, с. 162–170.
8. Фельдштейн А.Л., Явич, Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. — М.: Советское радио, 1967. — 651 с.
9. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Пер. с англ. Под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнира. — М.: Связь, т. 1, 1971.

© Унру Николай Эдуардович (nickonro@ngs.ru).

Журнал «Современная наука: актуальные проблемы теории и практики»