

ции на участок мишени, защищенный от воздействия электронного луча, проводилась 1 раз на 1000 циклов.

На образцах мишени структуры, представленной на рисунке, количество циклов «запись — стирание» достигало 15 тыс., причем время образования и стирания рельефа составляло 10 и 40 мс соответственно, при удельной мощности импульса нагрева 80 Вт/см² и длительности импульса нагрева 70 мс.

Полученные предварительные результаты позволяют сделать вывод о возможности и перспективности реализации импульсного режима обработки ТПМ.

1. Вейник А. И., Рядно А. А. Приближенный расчет процессов теплопроводности. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1970. 250 с.

Поступила в редколлегию 02.09.82

УДК 621.372.4

М. Е. ИЛЬЧЕНКО, д-р техн. наук, А. П. ЖИВКОВ, асп.

МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ ГИРОМАГНИТНЫХ ФИЛЬТРОВ С ВИТКОВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ СВЯЗИ

Проектирование многорезонаторных гиромагнитных фильтров с витковыми элементами связи (ВЭС) затруднено из-за отсутствия аналитических соотношений для их волновых матриц рассеяния; поэтому ряд задач приходится решать численными методами [1]. В качестве исходных соотношений примем полученную ранее в работе [1] матрицу $[Z]$ одного звена фильтра и известную из работы [3] матрицу $[Z_{св}]$ отрезка регулярной линии связи. Матрицу $[Z]$ многозвенного

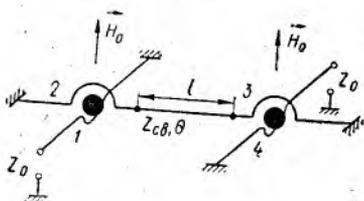


Рис. 1. Двухзвенный фильтр

фильтра представим как матрицу каскадного включения однорезонаторных фильтров, соединенных между собой отрезками регулярной линии связи. Эта матрица согласно методике работы [2] приводится к 2×2 матрице $[Z_3]$ эквивалентного четырехполюсника. Затем, пользуясь результатами [3], нетрудно получить аналитические выражения для S-параметров данного эквивалентного

четыреполюсника. Опуская громоздкие преобразования и применяя обозначения из работы [1], запишем найденные соотношения для двухзвенного фильтра (рис. 1)

$$S_{ii} = -[(1 + jy_1 + (-1)^i \cdot K_{э01})(1 + jy_4 + (-1)^{i+1} \cdot K_{э04}) + K_{1св}^2] \times \\ \times e^{-j2\alpha \cdot \text{ctg} X_m / Z_2},$$

$$S_{21} = S_{12} = 2j \sqrt{K_{э01} \cdot K_{э04} \cdot K_{1св}} \cdot e^{-j(\alpha \cdot \text{ctg} X_1 + \alpha \cdot \text{ctg} X_4) / Z_2}, \quad (1)$$

где $Z_2 = (1 + jy_1 + K_{э01})(1 + jy_4 + K_{э04}) + K_{1св}^2$; $i = 1, 2$; $m = i \cdot \rho^{i-1}$; ρ — число резонаторов фильтра; X_q — нормированное индуктивное со-

противление q -го витка связи; $K_{Icb} = \sqrt{K_2 \cdot K_3 \cdot n / (\sin \Theta \cdot C)}$; $K_{\varepsilon 0q} = K_q / (1 + X_q^2)$; $y_1 = \xi - K_{\varepsilon 01} \cdot X_1 - K_2 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_3) / C$; $y_4 = \xi - K_{\varepsilon 04} \cdot X_4 - K_3 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_2) / C$; $C = n^2 / \sin^2 \Theta - (X_2 - n \cdot \text{ctg} \Theta) (X_4 - n \cdot \text{ctg} \Theta)$; $\Theta = \beta l$ — электрическая длина линии связи; $n = Z_{cb} / Z_0$ — нормированное волновое сопротивление линии связи; ξ — обобщенная расстройка.

Для трехзвенного фильтра (рис. 2) элементы волновой матрицы рассеяния принимают вид

$$S_{ii} = - \{ (1 + jy_1 + (-1)^i K_{\varepsilon 01}) (1 + jy_6 + (-1)^{i+1} K_{\varepsilon 06}) (1 + jy_2) + (1 + jy_1 + (-1)^i K_{\varepsilon 01}) K_{IIcb}^2 + (1 + jy_6 + (-1)^{i+1} \cdot K_{\varepsilon 06}) K_{Icb}^2 \} \times e^{-j2\text{arctg} X_m / Z3};$$

$$S_{12} = -S_{21} = 2j \sqrt{K_{\varepsilon 01} \cdot K_{\varepsilon 06} \cdot K_{Icb} \cdot K_{IIcb}} e^{-j(\text{arctg} X_1 + \text{arctg} X_6) / ZN3}, \quad (2)$$

где $y_2 = \xi - K_3 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_2) / C - K_4 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_5) / F$; $y_6 = \xi - K_{\varepsilon 06} \times X_6 - K_5 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_4) / F$; $Z3 = (1 + jy_1 + K_{\varepsilon 01}) (1 + jy_6 + K_{\varepsilon 06}) \times$

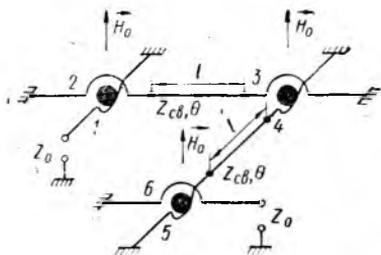


Рис. 2. Трехзвенный фильтр

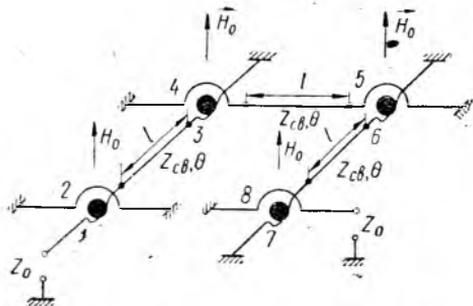


Рис. 3. Четырехзвенный фильтр

$\times (1 + jy_2) + (1 + jy_1 + K_{\varepsilon 01}) K_{IIcb}^2 + (1 + jy_6 + K_{\varepsilon 06}) \cdot K_{Icb}^2$; $K_{IIcb} = \sqrt{K_4 \cdot K_5 \cdot n / (\sin \Theta \cdot F)}$; $F = n^2 / \sin^2 \Theta - (X_4 - n \cdot \text{ctg} \Theta) (X_5 - n \cdot \text{ctg} \Theta)$.

Остальные обозначения аналогичны приведенным ранее.

В случае четырехзвенного фильтра (рис. 3) элементы волновой матрицы рассеяния получены в виде

$$S_{ii} = - \{ (1 + jy_1 + (-1)^i K_{\varepsilon 01}) (1 + jy_2) + K_{Icb}^2 \} [(1 + jy_8 + (-1)^{i+1} \times K_{\varepsilon 08}) (1 + jy_3) + K_{IIIcb}^2 + (1 + jy_1 + (-1)^i \cdot K_{\varepsilon 01}) (1 + jy_8 + (-1)^{i+1} K_{\varepsilon 08}) \cdot K_{IIcb}^2] e^{-j2\text{arctg} X_m / Z4};$$

$$S_{12} = S_{21} = 2j \sqrt{K_{\varepsilon 01} \cdot K_{\varepsilon 08} \cdot K_{Icb} \cdot K_{IIcb} \cdot K_{IIIcb}} e^{-j(\text{arctg} X_1 + \text{arctg} X_8) / Z4}, \quad (3)$$

где $Z4 = \{ (1 + jy_1 + K_{\varepsilon 01}) (1 + jy_2) + K_{Icb}^2 \} [(1 + jy_8 + K_{\varepsilon 08}) (1 + jy_3) + K_{IIIcb}^2 + (1 + jy_1 + K_{\varepsilon 01}) (1 + jy_8 + K_{\varepsilon 08}) K_{IIcb}^2$; $y_3 = \xi - K_5 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_4) / F - K_6 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_7) / E$; $y_8 = \xi - K_{\varepsilon 08} \cdot X_8 - K_7 (n \cdot \text{ctg} \Theta - X_6) / E$;

$$K_{111св} = \sqrt{K_6 K_7} \cdot n / (\sin \Theta \cdot E); \quad E = n^2 / \sin^2 \Theta - (X_7 - n \cdot \operatorname{ctg} \Theta) (X_6 - n \times \operatorname{ctg} \Theta).$$

Для практического применения полученных S -параметров необходимо рассчитать коэффициенты связи K_3 и $K_{св}$, которые вычисляются по геометрическим размерам конкретной конструкции. Сопоставление результатов расчета характеристик фильтров по найденным аналитическим соотношениям с результатами численного анализа характеристик фильтров по предложенной в работе [1] методике в помощь ЭВМ показало их соответствие друг другу.

1. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры. Киев: Техніка, 1977. 120 с. 2. Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. М.: Сов. радио, 1972, 212 с. 3. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М.: Связь 1965. 388 с.

Поступила в редколлегию 11.09.82

УДК 621.372.853

М. Е. ИЛЬЧЕНКО. *д-р техн. наук. А. И. РОГОЗА. инж.*

ДОПУСКИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ДВУХРЕЗОНАТОРНЫХ ПОЛОСОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

В соответствии с методом, приведенным в работе [1], функции отражения и передачи твердотельных фильтров удобно представлять обобщенно через коэффициенты связи резонаторов с линиями передачи и друг с другом. Приведем результаты решения задачи о допусках на коэффициенты связи в зависимости от изменения вносимых потерь двухрезонаторных полосовых фильтров. Функция передачи фильтра на основе двух связанных твердотельных резонаторов, каждый из которых представляется диполем с одномерным магнитным моментом [1], найдена нами в виде

$$L = 10 \lg \frac{[(1 + K)^2 + K_c^2 - \xi^2]^2 + 4(1 + K)^2 \xi^2}{4K^2 K_c^2}, \quad (1)$$

где L — вносимое затухание, дБ; K и K_c — коэффициенты связи резонаторов соответственно с подводщими линиями передачи и друг с другом; ξ — обобщенная расстройка резонаторов.

Относительное изменение вносимых потерь фильтра представим в виде

$$\Delta L/L = K_{вк} \Delta K/K + K_{вкс} \Delta K_c/K_c, \quad (2)$$

где $\Delta K/K$, $\Delta K_c/K_c$ — относительные изменения коэффициентов связи, а $K_{вк}$ и $K_{вкс}$ — коэффициенты влияния этих изменений на относительную вариацию вносимых потерь, причем

$$K_{вк} = \frac{\partial L}{\partial K} \cdot \frac{K}{L}; \quad K_{вкс} = \frac{\partial L}{\partial K_c} \cdot \frac{K_c}{L}. \quad (3)$$