

УДК: 621.372.543.

Определение матрицы холостого хода разомкнутого отрезка неоднородной линии при изменении вычета в одном из полюсов

Куликов С.В.¹, Щербакова В.М.¹, Фролов А.В.², Викулова Ю.М.^{3*}

¹*Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского, ул. Ждановская, 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия*

²*Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны, Московский проспект, 28, Ярославль, 150001, Россия*

³*Группа компаний «РТИ», ул. 8-го Марта, 10, стр. 1, Москва, 127083, Россия*

**e-mail: yvikulova@oaorti.ru*

Аннотация

В статье приводится обоснование методики определения матрицы холостого хода и эквивалентной схемы разомкнутого отрезка плавной неоднородной линии, полученной из однородной путем изменения вычета в одном из полюсов для исследования свойств данного отрезка.

Ключевые слова: неоднородная линия, матрица холостого хода, фильтры, волновое сопротивление.

Введение

На вооружении ВС РФ находится множество образцов радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения, которые входят в состав комплексов вооружения и систем управления. Общевойсковой характер группировок, например

в ВВС, предопределяет совместное использование РЭС разного вида и назначения, качество функционирования которых определяет боевую эффективность как отдельного РЭС, так и группировки в целом [1, 2].

Данные обстоятельства позволяют сделать вывод о том, что РЭС ВВС подвергаются воздействию непреднамеренных помех, как от однотипных РЭС, так и РЭС другого функционального назначения. К этому следует добавить, что не основные излучения приводят к нерациональному расходованию мощности передатчика, а всё это в целом существенно ухудшает условия электромагнитной совместимости (ЭМС).

Для обеспечения ЭМС в образцах ВВТ используются следующие разновидности фильтров: фильтры на сосредоточенных элементах, кварцевые и керамические, механические, фильтры СВЧ, активные RC-фильтры на сосредоточенных и распределённых элементах, коммутируемые, N-канальные, цифровые. По взаимному расположению полос пропускания и заграждения фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), полосно-пропускающие фильтры (ППФ), режекторные (РФ) и полосно-заграждающие фильтры (ПЗФ). В диапазоне СВЧ перечисленные фильтры обладают паразитными полосами пропускания (заграждения). Для борьбы с ними применяют фильтры на неоднородных линиях (НЛ), которые могут быть ступенчатыми или плавными. Под неоднородной линией понимается линия, у которой волновое сопротивление зависит от координаты.

Актуальность работы в определении матрицы холостого хода разомкнутого отрезка неоднородной линии при изменении вычета в одном из полюсов, позволили

бы обеспечить требования ЭМС, для чего необходимо увеличить разрядку полос согласования и величину затухания в полосе заграждения, при ограничениях на характеристики в полосе согласования.

Таким образом, **новизна** будет заключаться в задачи определения свойств НЛ для их использования в различных фильтрах с широкими полосами заграждения (ШПЗ) в ППФ или с единственными полосами заграждения (ЕПЗ) в ПЗФ [1], при котором формирование требуемой характеристики рабочего затухания происходит за счет местных отражений, возникающих из-за изменения волнового сопротивления по координате

Целью статьи является обоснование методики определения матрицы холостого хода $[Z]$ и эквивалентной схемы разомкнутого отрезка НЛ, полученной из однородной путем изменения вычета в одном из полюсов для исследования свойств данного отрезка.

Определение закона изменения волнового сопротивления НЛ по координате.

Известно, что между входным ($Z_{ВХ}$) и волновым сопротивлением (W) передающей линии имеет место связь [3], что указывает на принципиальную возможность осуществления синтеза линии, т.е. определения закона изменения $W(\tau)$, по заданному $Z_{ВХ}$ в одном сечении линии. Допустим, что известны напряжения и ток $i_1(p, \tau)$, удовлетворяющие условию

$$u_1(p, \tau) = 1, \quad u_1'(p, \tau) = 0. \quad (1)$$

Входное сопротивление новой линии, полученной из исходной изменением вычета на резонансной частоте ω_{Π} , будет иметь вид

$$Z_2(p) = Z_1(p) + \frac{\alpha_{\Pi} p}{p^2 + \omega_{\Pi}^2}, \quad (2)$$

где $\omega_{\Pi} \neq 0$, а α_{Π} – величина изменения вычета,

$$\operatorname{res}_{p=j\omega_{\Pi}} Z(p) = \lim_{p \rightarrow j\omega_{\Pi}} (p - j\omega_{\Pi}) Z(p) = \alpha_{\Pi} / 2.$$

Закон изменения волнового сопротивления $W(\tau)$, а также напряжения $u_2(p, \tau)$ и тока $i_2(p, \tau)$, определяются с помощью общего метода синтеза линий по входному сопротивлению (проводимости) для прямой волны [4]

$$i_2(j\omega_{\Pi}, \tau) = \frac{i_1(j\omega_{\Pi}, \tau)}{1 + \alpha_{\Pi} \int_0^{\tau} [u_1^2(j\omega_{\Pi}, s) / W_1(s)] ds}, \quad (3)$$

$$u_2(j\omega_{\Pi}, \tau) = \frac{u_1(j\omega_{\Pi}, \tau)}{1 + \alpha_{\Pi} \int_0^{\tau} [|i_1(j\omega_{\Pi}, s)|^2 / W_1(s)] ds}, \quad (4)$$

$$W(\tau) = W_1(\tau) \left[\frac{1 + \alpha_{\Pi} \int_0^{\tau} [u_1^2(j\omega_{\Pi}, s) / W_1(s)] ds}{1 + \alpha_{\Pi} \int_0^{\tau} [|i_1(j\omega_{\Pi}, s)|^2 / W_1(s)] ds} \right]^2. \quad (5)$$

Например, для разомкнутой однородной линии, взятой в качестве исходной, справедливо

$$\begin{aligned} u_1(j\omega, \tau) &= \cos \omega \tau, \quad i_1(j\omega, \tau) = j \sin \omega \tau / W_0 \\ Z_1(p, 0) &= W_0 \operatorname{ctg} p t_3 = -j W_0 \operatorname{ctg} \omega t_3. \end{aligned} \quad (6)$$

Тогда (5) можно упростить

$$W(\tau) / W_0 = \left[\frac{1 + \frac{\alpha_{\Pi} \tau}{2W_0} + \frac{\alpha_{\Pi} \tau}{4\omega_{\Pi} W_0} \sin 2\omega_{\Pi} \tau}{1 + \frac{\alpha_{\Pi} \tau}{2W_0} - \frac{\alpha_{\Pi} \tau}{4\omega_{\Pi} W_0} \sin 2\omega_{\Pi} \tau} \right]^2. \quad (7)$$

Введем относительную величину изменения вычета β , равную отношению абсолютного значения изменения вычета α_{Π} к значению вычета однородной линии $\alpha = 2W_0/t_3$, т.е.

$$\beta = \alpha_{\Pi} / \alpha = \alpha_{\Pi} t_3 / (2W_0), \quad (8)$$

где t_3 – время задержки. В этом случае выражение (7) примет вид

$$W(\tau) / W_0 = \left[\frac{1 + \frac{\beta\tau}{t_3} + \frac{\beta}{2\omega_{\Pi}t_3} \sin 2\omega_{\Pi}\tau}{1 + \frac{\beta\tau}{t_3} - \frac{\beta}{2\omega_{\Pi}t_3} \sin 2\omega_{\Pi}\tau} \right]^2. \quad (9)$$

Из выражений (4) и (5), с учетом формулы (6), имеем

$$u_2(j\omega_{\Pi}, \tau) = \frac{\cos \omega_{\Pi}\tau}{W_0 \left[1 + \frac{\beta\tau}{t_3} - \frac{\beta}{2\omega_{\Pi}t_3} \sin 2\omega_{\Pi}\tau \right]}, \quad (10)$$

$$i_2(j\omega_{\Pi}, \tau) = \frac{-j \sin \omega_{\Pi}\tau}{W_0 \left[1 + \frac{\beta\tau}{t_3} + \frac{\beta}{2\omega_{\Pi}t_3} \sin 2\omega_{\Pi}\tau \right]}.$$

Из рассмотрения мгновенных значений i_2 и u_2 вдоль линии (рис.1,а) следует, что $Z_{\text{вх}}$ неоднородной линии в точка b_0, b_1, b_2 и т.д. равно бесконечности, а в точках a_1, a_2, a_3 и т.д. равно нулю. Видно, что волновое сопротивление $W(\tau)$ совершает колебания относительно значения $W(0)$ с частотой в два раза большей резонансной частоты ω_{Π} , в которой произведено изменение вычета. Причем амплитуда колебаний пропорциональна величине изменения вычета и уменьшается по мере увеличения τ .

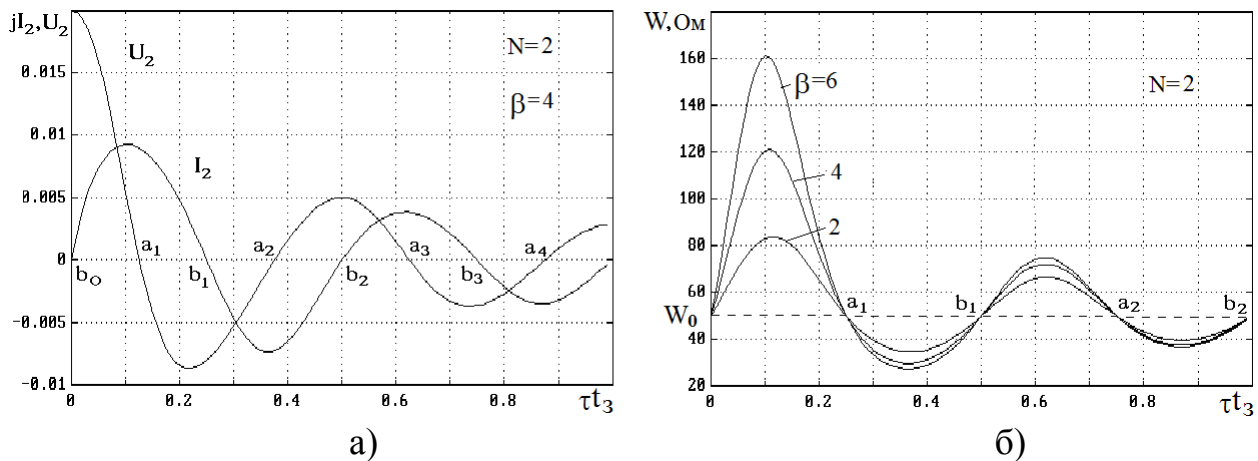


Рисунок 1 – Законы изменения мгновенных значений токов и напряжений (а) и волнового сопротивления (б) вдоль линии

На рис.1,б показан случай увеличения величины вычета ($\alpha_{\pi} > \alpha$). Закон изменения волнового сопротивления $W(\tau)$, в случае уменьшения вычета ($\alpha_{\pi} < 0$), также колеблется относительно величины W_0 , однако при этом на значения α_{π} накладывается ограничение $|\alpha_{\pi}| \leq \alpha$. При равенстве $|\alpha_{\pi}| = \alpha$ данная резонансная частота исключается из спектра резонансных частот исходной линии, а при $|\alpha_{\pi}| > \alpha$ всегда найдется такое τ в диапазоне от 0 до t_3 , в которой $W(\tau)$ обращается в ноль. На рис. 2 показан закон изменения $W(\tau)$ при изменении вычета в шестом полюсе ($N = 6$).

Таким образом, по заданному входному сопротивлению отрезка неоднородной линии (2) получен закон изменения $W(\tau)$ данной линии.

Однако для анализа частотных свойств этого отрезка НЛ одного $Z_{ВХ}$ (при разомкнутом выходе) недостаточно. Необходимо восстановить всю матрицу холостого хода $[Z]$ данного отрезка. С этой целью воспользуемся свойством компактности вычетов, справедливым для НЛ с ограниченной статической емкостью [2,5].

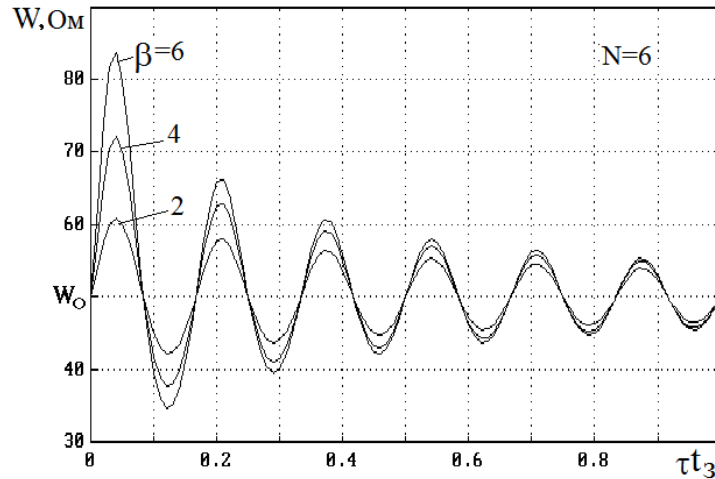


Рисунок 2 – Закон изменения $W(\tau)$ при изменении вычета в шестом полюсе ($N = 6$)

Матрица $[Z]$ разомкнутого отрезка однородной линии (ОЛ), как известно, имеет вид

$$[Z]_{\text{ОЛ}} = \begin{bmatrix} W_0 \text{ctg} p t_3 & W_0 / \text{sh} p t_3 \\ W_0 / \text{sh} p t_3 & W_0 \text{cth} p t_3 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Восстановим матрицу $[Z]$ отрезка произвольной НЛ по известному входному сопротивлению $Z_{11}(p)$ следующего вида

$$Z_{11}(p) = W_0 \text{cth} p t_3 + \frac{\alpha_{\text{П}} p}{p^2 + \omega_{\text{П}}^2}$$

вычеты которого равны

$$K_{11}^{(m)} = \frac{W_0 \text{cth} p t_3}{(\text{sh} p t_3)^3} = \frac{W_0 \text{ch} p t_3}{W_0 t_3 \cdot \text{ch} p t_3} = \frac{W_0}{t_3}, \quad \text{при } m = 0, 1, 2, \dots, m \neq n$$

$$K_{11}^{(n)} = \frac{W_0}{t_3} + \frac{\alpha_{\text{П}} p}{p^2 + \omega_{\text{П}}^2} = \frac{W_0}{t_3} + \frac{\alpha_{\text{П}}}{2} = K_{11\text{ОЛ}}^{(m)} + \frac{\alpha_{\text{П}}}{2}.$$

Поскольку полюсы исходной однородной и данной НЛ совпадают, а статические емкости обеих линий равны, то

$$Z_{12}(p) = Z_{12\text{ОЛ}}(p) = 1 / [p C_{\text{СТ}} \prod_{m=1}^{\infty} (1 + \frac{p^2}{\omega_{\text{П}}^2})]. \quad (12)$$

Свойство компактности вычетов имеет вид [5]

$$K_{11}^{(m)} K_{22}^{(m)} - (K_{12}^{(m)})^2 = 0, \quad \text{где } K_{22}^{(m)} = K_{22\text{ОЛ}}^{(m)}, m \neq n \quad (13)$$

$$K_{11}^{(n)} = \frac{[K_{12}^{(n)}]^2}{K_{120Л}^{(n)} + \alpha_{\Pi} / 2}, \quad m = n.$$

Подставим формулы (13) в выражение для $Z_{22}(p)$, имеем

$$Z_{22}(p) = \frac{1}{pC_{CT}} + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{K_{22}^{(m)}}{p^2 + \omega_{\Pi}^2} = Z_{220Л}(p) - \frac{2pK_{22}^{(n)}\alpha_{\Pi}}{(2K_{11}^{(n)} + \alpha_{\Pi})(p^2 + \omega_{\Pi}^2)}. \quad (14)$$

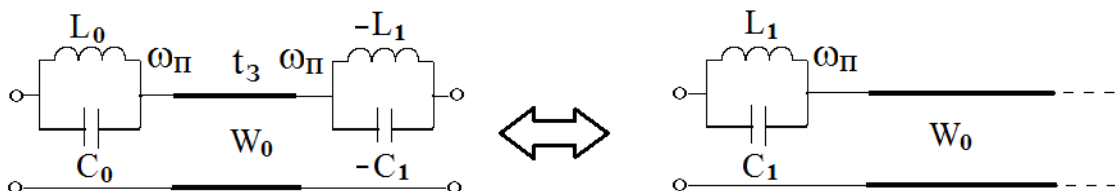
С учетом (8), преобразуя (14), получим

$$Z_{22}(p) = W_0 \operatorname{cth} p t_3 - \frac{\alpha \beta p}{(\beta + 1)(p^2 + \omega_{\Pi}^2)}. \quad (15)$$

Действуя аналогично, восстанавливаем все элементы матрицы холостого хода отрезка неоднородной линии

$$[Z] = \begin{bmatrix} W_0 \operatorname{ctg} p t_3 + \frac{\alpha \beta p}{(\beta + 1)(p^2 + \omega_{\Pi}^2)} & W_0 / \operatorname{sh} p t_3 \\ W_0 / \operatorname{sh} p t_3 & W_0 \operatorname{ctg} p t_3 - \frac{\alpha \beta p}{(\beta + 1)(p^2 + \omega_{\Pi}^2)} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Эквивалентные схемы плавных НЛ с измененным вычетом. Исходя из вида выражений для $Z_{11}(p)$ и $Z_{22}(p)$, эквивалентные схемы по входному сопротивлению этого четырехполюсника в режиме холостого хода в прямом и обратном направлениях будут представлять собой последовательное соединение отрезка однородной линии длиной t_3 и параллельного контура без потерь (рис.3). Появление в эквивалентной схеме параллельного контура с отрицательной величиной емкости $-C_1$ и индуктивности $-L_1$ с физической точки зрения можно объяснить, рассматривая переход от отрезка НЛ к бесконечно длинной НЛ и обратно. [6,7].



а)

б)

Рисунок 3 – Эквивалентные схемы НЛ

Значения элементов эквивалентных схем определяются из выражений [2]:

$$L_0 = -\frac{8W_0 t_3 \beta}{(2N-1)^2 \pi^2}; \quad L_1 = -\frac{W_0 t_3 (\beta+1)}{2\beta};$$

$$C_0 = -\frac{t_3}{2W_0 \beta}; \quad C_1 = -\frac{8t_3 \beta}{W_0 (2N-1)^2 \pi^2 (\beta+1)}. \quad (2.18)$$

Выводы: Поскольку все полученные схемы (см. рис.3) содержат в качестве продольных элементов параллельные контуры без потерь, то можно предположить, что такие отрезки НЛ обладают фильтрующими свойствами. Колебания с частотой, близкой к ω_{Π} (в окрестности которой производится "возмущение" спектра), в нагрузку не поступают, а при больших расстройках от резонансной частоты проходят без искажений, т.е. такие отрезки НЛ обладают свойствами полосно-заграждающих фильтров (ПЗФ), причем с единственной полосой запираания (ЕПЗ) в окрестности резонансной частоты ω_{Π} без паразитных полос заграждения (ППЗ) на кратных частотах.

В отличие от известных методов, которые предполагают использование многорезонаторных структур с дополнительными связями, для построения узкополосных ПЗФ с единственной полосой запираания (ЕПЗ) можно использовать отличный от общепринятого подход к расчету резонаторных фильтров – включение отрезка НЛ "на проход", при котором формирование требуемой характеристики рабочего затухания происходит за счет местных отражений, возникающих из-за изменения волнового сопротивления по координате.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ

(№ НШ-6831.2016.8).

Библиографический список

1. Бердышев В.П., Сеницын А.В. Развитие методов синтеза и построения фильтрующих устройств СВЧ на неоднородных линиях. – Тверь, ВУ ПВО, 2001, 2002. Часть 1 - 184 с. Часть 2. – 218 с.
2. Тихонов Р.С. Влияние неоднородности обучающей выборки на характеристики многоканальных бортовых радиолокационных станций с пространственно-временной обработкой // Труды МАИ. 2015. № 79. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=55772>
3. Литвиненко О.Н., Сошников В.И. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике. – М.: Советское радио, 1964. – 536 с.
4. Литвиненко О.Н., Сошников В.И. Колебательные системы из отрезков неоднородных линий. – М.: Советское радио, 1972. –144 с.
5. Гончаров В.А. Характеристики щелевых антенн для широкополосных телекоммуникационных систем // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29555>
6. Мазепова О.И., Мещанов В.П., Прохорова Н.И., Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Справочник по элементам полосковой техники. – М.: Связь, 1979. - 336 с.
7. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В.И. Вольмана. - М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

8. Алексеева Л.В., Знаменского А.Е., Полякова В.С. Фильтры и цепи СВЧ. - М.: Связь, 1976. - 248 с.
9. Вай Кайчень. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей.- М.: Связь, 1979. - 287 с.
10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. - СПб.: Лань, 2003. - 832 с.
11. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т., Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. - М.: Связь, 1971. Т.1 – 439 с.
12. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т., Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. - М.: Связь, 1972. Т.2. – 494 с.
13. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. - М.: ИЛ, 1948. – 641 с.
14. Фельдштейн А.Л., Кац Б.М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами.- М.: Радио и связь, 1984. - 288 с.
15. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – М.: Советское радио, 1967. – 651 с.
16. Каратаев О.Г. Проблемы электромагнитной совместимости. – М.: Знание, 1988. – 62 с.
17. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Советское радио, 1980. – 367 с.
18. Шнейдер Н. Дисперсионные характеристики несимметричных полосковых линий. - М.: ТИИЭР, 1972. - 356 с.

19. Ланнэ А.А. Потенциальные характеристики линейных фильтрующих цепей. - М.: Связь, 1974. – 56 с.
20. Carlin H.J., Civalleri P.P. An Algorithm for Wideband Matching Using Wiener – Lee Transforms // IEEE Transactions Circuits and Systems, 1992, vol. 39, no. 7, pp. 497 – 504.
21. Dedieu H., Dehollain C. and oth. A new Method for Solving Broadband Matching Problems // IEEE Transactions Circuits and Systems, 1994, vol. 7, no. 9, pp. 561 – 571.