

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАГРУЗОК РАЗЛИЧНЫХ КЛАССОВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

А.А. Свириденко, Г.А. Филиппович

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», г. Минск, Республика Беларусь, svirid2785@gmail.com

Ведение. В настоящее время во всем мире наблюдается быстрое развитие радиоэлектронных систем в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ): систем сотовой и радиорелейной связи, радионавигации и радиолокации, телевидения и т.д. Убедиться в этом нетрудно взглянув на широкий спектр самой передовой продукции в диапазоне СВЧ выпускаемой ведущими корпорациями в этом секторе: TriQuint Semiconductor, Hittite Microwave Corporation, Excelics, RFMD, Mimix Broadband и рядом других.

При проектировании СВЧ радиоэлектронных устройств (РЭУ), входящих в состав этих систем (таких как СВЧ транзисторные усилители, преобразователи и умножители частоты, активные фильтры, антенные устройства и др.), важное значение имеет решение задач широкополосного согласования. Параметры вышеперечисленных устройств задаются как правило в виде численных дискретных зависимостей параметров рассеяния (модуля и аргумента) от частоты. Этих данных о согласуемой нагрузке достаточно в рамках постановки задачи на широкополосное согласование численными методами.

По-иному дело обстоит, когда согласующая цепь находится аналитическими методами. Здесь успех в решении задач согласования на напрямую связан с определением адекватных моделей (эквивалентных схем) согласуемых сопротивлений. Это необходимо для определения нулей передачи согласуемой нагрузки, то есть характера накладываемых этой нагрузкой ограничений на широкополосное согласование. Сформулированное в настоящее время определение нуля передачи, существующая их классификация, а так же набор моделей нагрузок не позволяют найти аналитические подходы к решению задач широкополосного согласования в диапазоне СВЧ. Таким образом актуальным является вопрос о нахождении моделей СВЧ РЭУ, представленных в виде отрезков линий передачи, которые бы описывали параметры этих устройств в заданном диапазоне частот с требуемой точностью. Это позволит определять нули передачи согласуемых СВЧ РЭУ и характер накладываемых на согласующую цепь ограничений.

Существующая классификация нулей передачи. Под нулем передачи понимается частота, на которой при любом воздействии на входные зажимы четырехполюсника реакция на выходных зажимах равна нулю. Строгая классификация нулей передачи нагрузки представлена в работах [1, 2].

Предложенная Юлой в [2] классификация нулей передачи нагрузки построена на функции $\omega(s)$:

$$\omega(s) = \frac{Re(Z_n(s))}{Z_n(s)}.$$

Функция $\omega(s)$ обладает, рядом недостатков. Для нуля передачи четвертого порядка функция $\omega(s)$ дает завышенное количество нулей (см. рисунок 1).

Как видно, функция $\omega(s)$ дает три нуля передачи нагрузки в бесконечности, хотя из рисунка 1 видно, что третьего нуля там нет. Избыточное количество нулей в свою очередь приведет к усложнению аппроксимирующей функции и как следствие согласующей цепи в целом. Подобная избыточность существует и для нагрузок второго класса.

Вторым существенным недостатком функции $\omega(s)$ является невозможность выделения нуля передачи третьего класса в чистом виде, без присутствия нулей других классов.

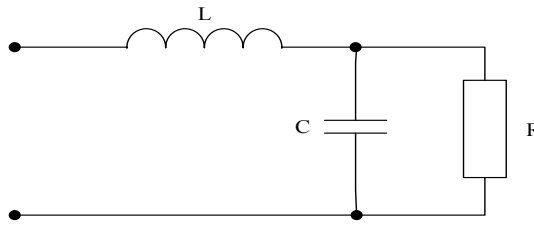


Рисунок 1 Нагрузка с двумя нулями передачи

$$Z_H(s) = \frac{R + sL + RLCs^2}{1 + RCs}; \quad \omega(s) = \frac{R}{(1 + RCs)(R + sL + RLCs^2)}$$

Функция сопротивления цепи с нулями передачи третьего класса, а так же функция $\omega(s)$ определяется как:

$$Z_H(s) = \frac{LRs}{R + sL + RLCs^2}; \quad \omega(s) = \frac{-s^2 L^2 R}{(R - sL + RLCs^2)(R + sL + RLCs^2)}$$

Функция $\omega(s)$ помимо четверки нулей передачи в бесконечности, имеет два нуля передачи второго класса.

Другим подходом к определению нуля передачи нагрузки является функция (1) [3] где m_1, m_2, n_1, n_2 - соответственно четные и нечетные части полиномов рациональной функции $Z_{вх}(s)$.

$$N(-s^2) = m_1 m_2 - n_1 n_2. \quad (1)$$

Такой поход к определению нуля передачи нагрузки избавлен от недостатков описанных выше, а так же приводит к четырем взаимно исключаящим классам:

- I класс при $\sigma_0 > 0$;
- II класс при $s_0 = 0$;
- III класс при $s_0 = i\omega_0$;
- IV класс при $s_0 = \infty$,

где $s_0 = \sigma_0 + i\omega_0$ - нуль передачи на комплексной плоскости.

Описанный подход к определению нуля передачи справедлив для нагрузок представленных сосредоточенными элементами. Для волновой теории вопрос классификации нулей передачи, а так же методов их определения не рассматривался. Объяснение этому можно найти в том, что решение задач широкополосного согласования в диапазоне СВЧ производится исключительно численными методами.

Определение нулей передачи нагрузок представленных отрезками линии передачи. Очевидно, что для волновой теории, где описание четырехполюсников при помощи Z - параметров неудобно, функция для определения нуля передачи будет отличаться от (1). Для описания четырехполюсников на СВЧ удобнее оперировать S параметрами.

Тогда для волновой теории под нулем передачи будем понимать длины волн λ (частоты), на которых любому конечному воздействию на входе четырехполюсника будет соответствовать модуль коэффициента отражения равный единице $|\rho_{вх}(s)| = 1$. Ввиду периодичности функций описывающих цепи с распределенными параметрами нагрузки относящиеся к одному из классов будут иметь бесконечное количество нулей передачи.

Низкочастотная нагрузка. Модель низкочастотной нагрузки на отрезках линии передачи представлена на рисунке 2. Параметры рассеяния, действительная и мнимая части сопротивления модели представлены на рисунке 3. Нормированный входной коэффициент отражения модели имеет вид:

$$\rho_{\text{вх}}(s) = \frac{1}{1 - \rho_{\text{в}} i \cot\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \quad (2)$$

где l длина отрезка линии передачи, $\rho_{\text{в}}(s)$ - волновое сопротивление отрезка «MLEF». Длина отрезков «MLIN» не имеет значения, так как их волновое сопротивление равно 50 Ом. Длина отрезка «MLEF» выбрана произвольно. Таким образом модель, изображенная на рисунке 2 соответствует параллельной RC нагрузке на элементах с сосредоточенными параметрами.

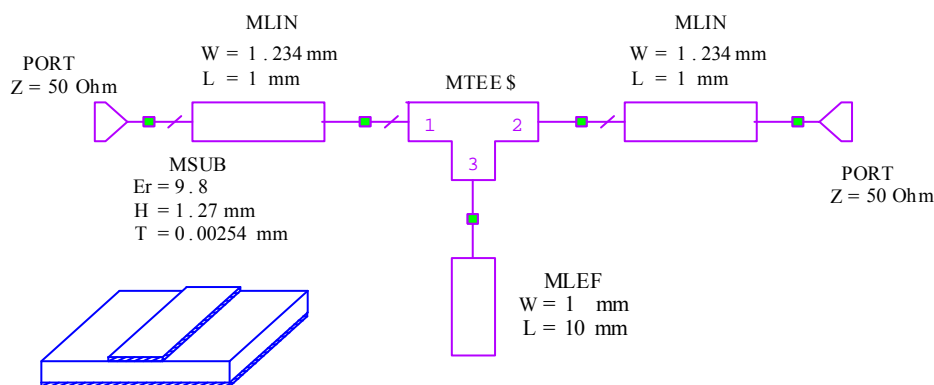


Рисунок 2 Модель низкочастотной нагрузки разработанная в САПР Microwave Office

Для определения нуля передачи воспользуемся результатами полученными в [4].

Представим коэффициент отражения (2) в виде $\rho(s) = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}$, где m_1, m_2, n_1, n_2 - соот-

ветственно четные и нечетные части полиномов рациональной функции $\rho_{\text{вх}}(s)$. Тогда функция для определения нуля передачи нагрузки примет вид [4]:

$$N(-s^2) = (m_2)^2 - (m_1)^2 + (n_1)^2 - (n_2)^2 \quad (3)$$

Подстановка (2) в (3) дает $N(-s^2) = \rho_{\text{в}}^2 \cot\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)$, откуда можно определить нули пе-

редачи:

$$\lambda = 0, \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4}, \dots \quad (4)$$

Ноль передачи низкочастотной нагрузки ($\lambda = 0$), изображенной на рисунке 2 соответствует нулю передачи 4 класса для цепей с сосредоточенными параметрами.

Высокочастотная нагрузка. Модель высокочастотной нагрузки на отрезках линии передачи, параметры рассеяния представлены на рисунке 4; действительная и мнимая части сопротивления модели представлены на рисунке 5 (а).

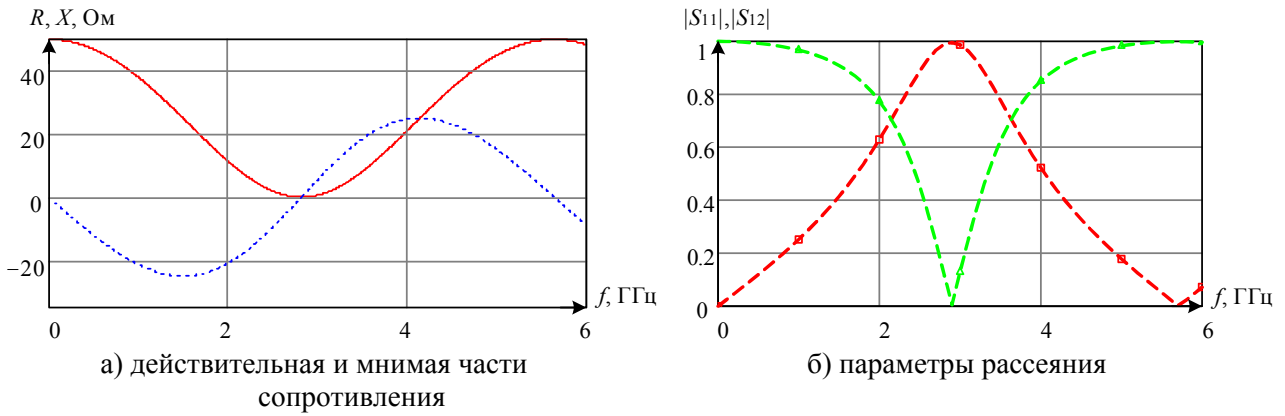


Рисунок 3 Характеристики модели низкочастотной нагрузки

Нормированный входной коэффициент отражения модели имеет вид

$$\rho_{\text{вх}}(s) = \frac{1}{1 + 2\rho_{\text{в}} i \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \quad (5)$$

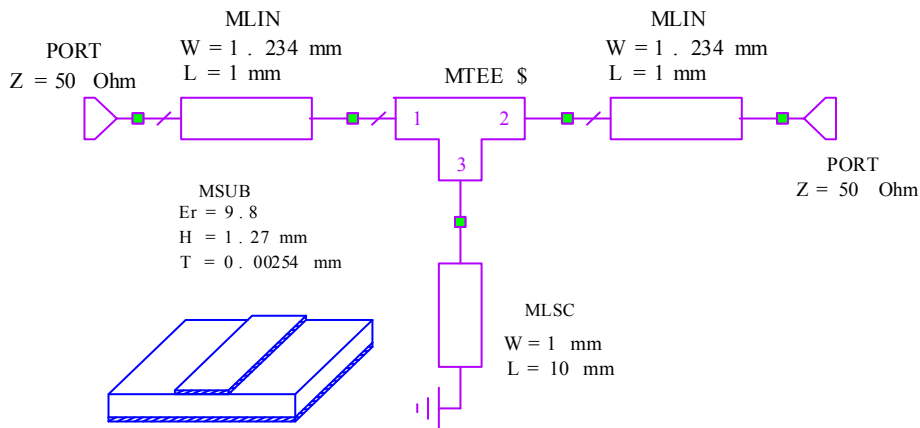


Рисунок 4 Модель высокочастотной нагрузки разработанная в САПР Microwave Office

Для определения нуля передачи воспользуемся функцией (3). Подстановка (5) в (3) дает результат $N(-s^2) = 4\rho_{\text{в}}^2 \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)$, откуда нули передачи высокочастотной модели определяются:

$$\lambda = \infty, \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2}, 1, \frac{3}{2}, \dots \quad (6)$$

Ноль передачи высокочастотной нагрузки ($\lambda = \infty$), изображенной на рисунке 4 соответствует нулю передачи 2 класса для цепей с сосредоточенными параметрами.

Часто при нахождении эквивалентных схем (транзисторов, антенн и т.д.) распределенная модель не удовлетворяет параметры действительной и мнимой частей входного сопротивления. В этом случае необходимо воспользоваться эквивалентом с сосредоточенными параметрами (последовательное соединение C и R). Так же полезной может оказаться исключительно теоретическая модель с распределенными параметрами, а именно последовательно соединённый разомкнутый шлейф и резистивное сопротивление.

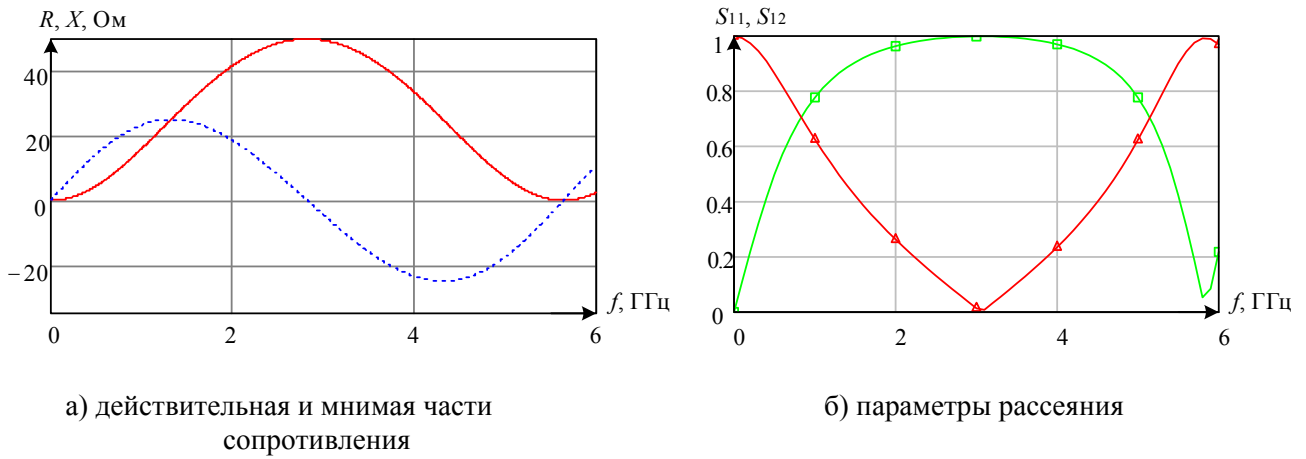


Рисунок 5 Модель высокочастотной нагрузки разработанная в САПР Microwave Office

Такая схема не реализуема на практике, однако для анализа характера согласуемой нагрузки может служить качественной моделью. Сопротивление такой модели имеет вид:

$$Z(\lambda) = R_n - i \rho_b \cot\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right).$$

В качестве примера представлены результаты моделирования выходного сопротивления транзистора BFP640 в диапазоне 0.2...2 ГГц при $I_k = 20$ мА, $U_{кз} = 2$ В. Действительная и мнимая части выходного сопротивления транзистора получены по результатам измерения S -параметров (заимствовано из [5]). Действительная и мнимая части сопротивления моделей (с распределенными и сосредоточенными параметрами) получены для значений:

- $R_n = 65$ Ом, $\rho_b = 3.1$ Ом, $l = 0.7$ мм (распределенная модель);
- $R_n = 65$ Ом, $C = 2.37$ пФ (сосредоточенная модель).

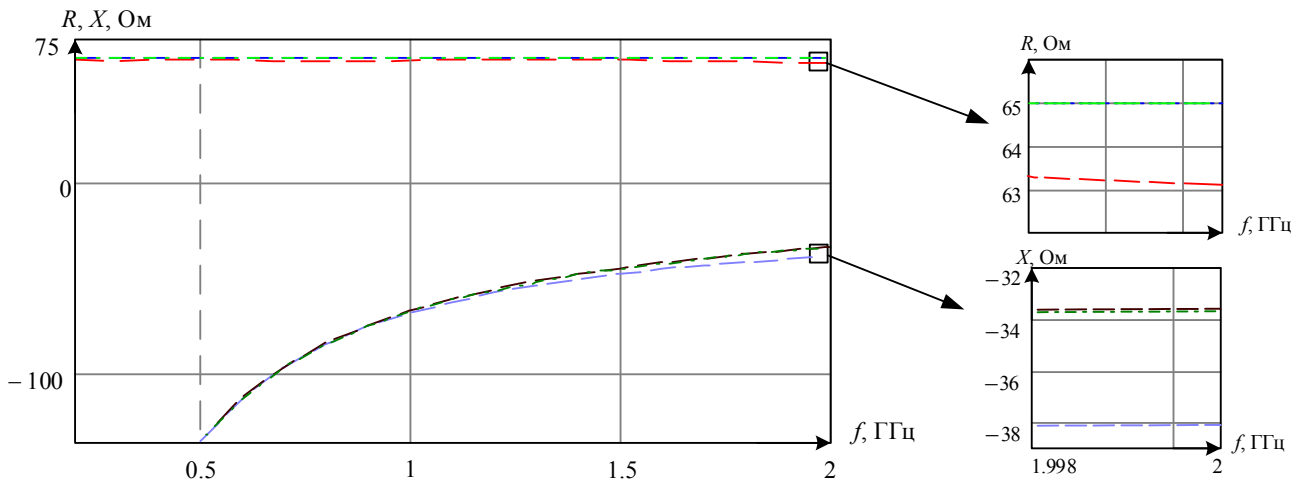


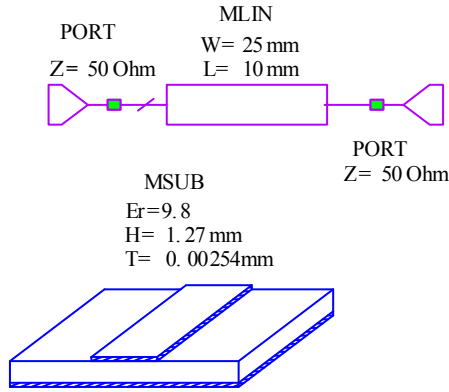
Рисунок 6 Характеристики транзистора BFP640 и его распределенной и сосредоточенной модели

Как видно из рисунка полученные сосредоточенная и распределенная модели достаточно точно описывают действительную и мнимую части выходного сопротивления транзистора BFP640 при этом максимальное отклонение параметров транзистора от параметров моделей не превышает единиц Ом.

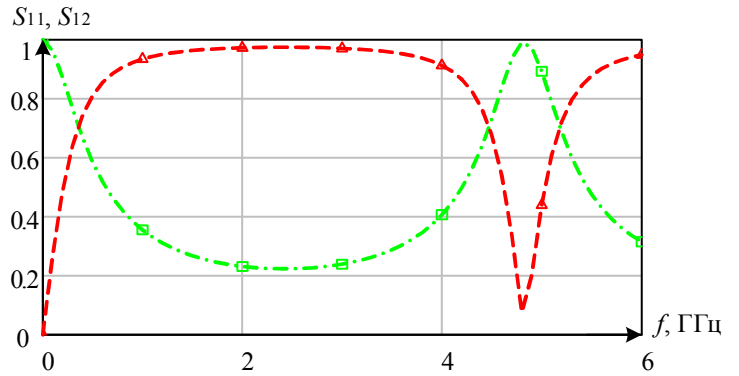
Модель резистивно-емкостной нагрузки. Модель резистивно-емкостной нагрузки на отрезках линии передачи, параметры рассеяния представлены на рисунке 7 (а); действительная и мнимая части сопротивления модели представлены на рисунке 8 (а). Нормирован-

ный входной коэффициент отражения модели имеет вид

$$\rho_{\text{вх}}(s) = \frac{\rho_{\text{в}}(1-R) + i \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)(R - \rho_{\text{в}}^2)}{\rho_{\text{в}}(1+R) + i \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)(R + \rho_{\text{в}}^2)} \quad (7)$$



а) модель разработанная в САПР Microwave Office



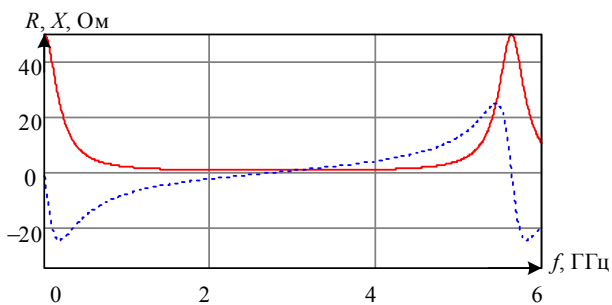
б) параметры рассеяния модели

Рисунок 7 Модель резистивно-емкостной нагрузки

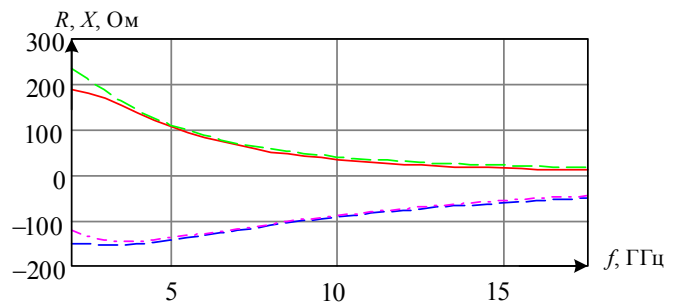
Для определения нуля передачи воспользуемся функцией (3). Подстановка (7) в (3) приводит к результату

$$N(-s^2) = 4\rho_{\text{в}}^2 \left(\tan^2\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) + 1 \right). \quad (8)$$

Полученный результат имеет особый интерес и особенность. Низкочастотный эквивалент данной модели имел нуль передачи на мнимой оси комплексной частоты. Однако однозначно выделить нуль передачи из выражения (8) не представляется возможным. Так же интересен тот факт, что выражение (8) справедливо для любых параметров модели.



а) модели изображенной на рисунке 7 (а)



б) сверхвысокочастотной микросхемы GAT6 и ее распределенной модели

Рисунок 8 Характеристики сопротивления

В качестве примера представлены результаты моделирования выходного сопротивления сверхвысокочастотной микросхемы GAT6 в диапазоне 2...18 ГГц при $I_c = 10$ м А, $U_{\text{си}} = 5$ В. Действительная и мнимая части выходного сопротивления микросхемы получены

по результатам измерения S -параметров (заимствовано из [5]). Действительная и мнимая части сопротивления модели (смотри рис. 8 (б)), изображенной на рисунке 7 для (а) получены для значений $L = 0,75$ мм, $W = 1$ мм, $Z_n(\text{PORT}) = 300$ Ом.

Выводы. Представлены модели 3 классов нагрузок на отрезках линий передачи: низкочастотная, высокочастотная и резистивно-емкостная. Произведен анализ волновых параметров, а так же составляющих входного сопротивления данных моделей. Приведены примеры использования данных моделей в качестве эквивалентов сверхвысокочастотных элементов. Для решения задачи широкополосного согласования аналитическими методами данные результаты являются исходными данными для постановки задачи. Очередным этапом является выбор частотной характеристики коэффициента передачи.

Нули передачи нагрузок представленных в виде отрезков линий передачи можно отнести к трем классам:

$$\text{I класс при } \lambda = 0, \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{5}{4}, \dots ;$$

$$\text{II класс при } \lambda = \infty, \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2}, 1, \frac{3}{2}, \dots ;$$

$$\text{III класс } \left(\tan^2 \left(\frac{2\pi l}{\lambda} \right) + 1 \right).$$

Литература

1. Fano, R.M., Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances // J. Franklin Inst. – 1950. – Vol. 249. – P. 57-83.
2. Youla, D.C., A new theory of board-band matching // IEEE Trans. – 1964. – Vol. CT-11. -№ 1. –P. 30-50.
3. Филиппович, Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г. А. Филиппович. — Минск, 2004. – С. 17.
4. Свириденко, А.А., Описание широкополосных согласующих и частотно-избирательных цепей с помощью обобщенной матрицы рассеяния / Материалы МНК БГУИР (Минск, 2016): Тез. докл. – Минск: БГУИР. – С. 238 – 239.
5. Пегасин, Д. В. Параметрический синтез цепей согласования на основе канонических моделей и метода Левенберга-Марквардта: дис. канд. техн. наук: 05.12.04 / Д. В. Пегасин. – Минск, 2010. – 119 л.
6. Васильев, А.Д. Структурно-параметрический синтез четырехполюсников при широкополосном согласовании и моделировании на основе аппарата Т-матриц: дис. канд. техн. наук: 05.12.04 / А. Д. Васильев. – Минск, 2010. – 121 л.
7. Yarman S.B., Design of ultra wideband power transfer networks / S.B.Yarman .-, Istanbul University, 2010.– p.585,602.