

## СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДИАПАЗОНА СВЧ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЙ ПО ИХ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЮ

А.А. Свириденко

Военная академия Республики Беларусь, Минск, e-mail: [svirid25@tut.by](mailto:svirid25@tut.by)

### Введение

Несмотря на существование фундаментальных работ, посвященных широкополосному согласованию, исследования в этой области по-прежнему весьма актуальны. Это связано с физической нереализуемостью многих предложенных решений в диапазоне СВЧ и со сложностью существующих методик синтеза.

### Согласование активных нагрузок диапазона СВЧ

Задача согласования активных нагрузок возникает, например при необходимости стыковки двух линий передачи с разными размерами поперечного сечения. В технических требованиях к соединению линий указывается некоторая полоса пропускаемых частот и задается допустимое рассогласование в этой полосе. Таким образом, задача согласования оказывается близкой по формулировке к задаче создания частотно-избирательных фильтров.

Устройство, применяемое для согласования соединения двух линий передачи, называют переходом. Различают плавные переходы, в которых размеры поперечного сечения изменяются плавно, и ступенчатые. Если не наложены ограничения на длину перехода, то может быть достигнуто сколь угодно малое рассогласование в любой полосе частот. Однако на практике желательно, чтобы длина перехода была минимальной при заданных перепаде волновых сопротивлений, полосе пропускаемых частот и допустимом рассогласовании. Простейшим ступенчатым переходом является четвертьволновый трансформатор, однако он имеет ограниченную ширину полосы пропускания. Для расширения полосы пропускаемых частот при одновременном улучшении качества согласования применяют многоступенчатые трансформаторы. Длину ступенек выбирают одинаковой, и необходимая форма частотной характеристики согласования обеспечивается выбором волновых сопротивлений ступенек.

Наибольшее распространение получили переходы с чебышевскими и максимально плоскими частотными характеристиками коэффициента отражения. Первые рассчитываются с помощью полиномов Чебышева и имеют оптимальное соотношение между полосой согласования, допуском на рассогласование и длиной перехода.

В теории ступенчатых переходов различают два направления: метод неопределенных коэффициентов и классический метод синтеза [2].

Метод неопределенных коэффициентов приводит к простым соотношениям, которые позволяют непосредственно рассчитать волновые сопротивления ступенек и другие величины, а потом с помощью простейших вычислений получить результаты, обладающие высокой точностью. Между тем, он пригоден лишь для систем, содержащих не более четырех ступенек. При большем числе ступенек громоздкость получаемых выражений не позволяет использовать данный метод.

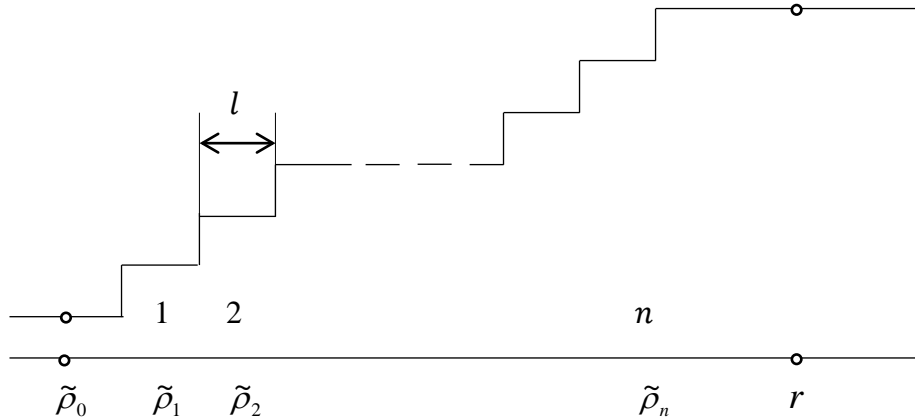
Классический метод синтеза пригоден для использования переходов с произвольным числом ступенек, однако требует большой точности вычислений в промежуточных расчетах, а потом хорошо сочетается с использованием цифровых ЭВМ.

**Ступенчатым переходом** называют четырехполюсник, состоящий из  $n$  отрезков передающей линии, имеющих одинаковую длину  $l$  и различные волновые сопротивления  $\tilde{\rho}_i$ .

Число ступенек в переходе на единицу меньше числа скачков волнового сопротивления. Ступенчатый переход служит для согласования двух передающих линий с волновыми сопротивлениями  $\tilde{\rho}_0$  и  $r$ .

Рассмотрим Чебышевский ступенчатый переход. Представим функцию рабочего затухания  $L$  ступенчатого перехода в виде полинома по степеням  $x$ .

$$L = |T_{11}|^2 = a_0 + a_2x^2 + a_4x^4 \quad (1)$$



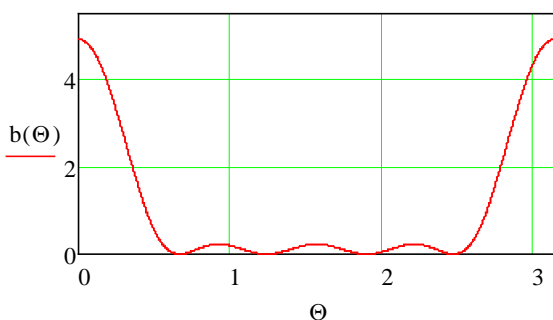
**Рисунок 1** – Ступенчатый переход

Если задать требуемый закон изменения  $L$  также в виде полинома по степеням  $x$  и приравнять коэффициенты при  $x$  с равными степенями, то получим искомое соотношение между волновыми сопротивлениями ступенчатого перехода. Такой метод определения волновых сопротивлений называется методом неопределенных коэффициентов.

Чебышевским ступенчатым переходом называют переход, функция рабочего затухания которого описывается выражением

$$L = 1 + h^2 T_n^2(x) = 1 + h^2 T_n^2\left(\frac{\cos \Theta}{S}\right) \quad (2)$$

где  $T_n(x)$  – полином Чебышева первого рода  $n$ -го порядка,  $h$  – параметр определяющий допуск на рассогласование  $\Gamma_{\max}$  в полосе пропускания,  $S$  – масштабный коэффициент, связанный с шириной полосы пропускания.



**Рисунок 2** - Частотная характеристика функции (2)

Частотная характеристика, соответствующая (2), изображена на рис. 2. В соответствии со свойствами полиномов Чебышева переход, описываемый выражением (2), является оптимальным, так как он обеспечивает оптимальные соотношения между параметрами перехода. Например, можно говорить о том, что при заданных перепаде волнового сопротивления  $R$ , допуске на рассогласование  $\Gamma_{\max}$  и полосе пропускания  $\lambda_2 - \lambda_1$  Чебышевский ступенчатый переход обладает минимальной

достижимой длиной  $l_0 = nl$ .

При синтезе переходов полагаем, что параметр  $R$  и граничные длины волн полосы пропускания  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  заданы, а параметры  $l_0$  и  $n$  являются искомыми. Параметры  $h$  и  $S$  задаются косвенно – допуском на рассогласование  $\Gamma_{\max}$  и полосой пропускания ступенчатого перехода.

Предварительно, до определения соотношения между волновыми сопротивлениями перехода, установим некоторые важные соотношения между параметрами перехода, вытекающее из (4.8). При частном значении переменной:

$$\cos\Theta = \pm 1, \left(\frac{l}{\lambda} = 0, \frac{1}{2}, 1, \dots\right)$$

можно считать, что ступенчатый переход сводится к скачку волнового сопротивления с перепадом  $R = \frac{r}{\rho_0}$ . Следовательно, имеется возможность приравнять функцию рабочего затухания при  $\Theta = 0$  квадрату элемента  $T_{11}$  матрицы скачка волнового сопротивления

$$L = L_R = 1 + h^2 T_n^2 \left(\frac{1}{S}\right) = \frac{(R+1)}{4R} \quad (3)$$

откуда следует, что

$$T_n \left(\frac{1}{S}\right) = \frac{R-1}{2h\sqrt{R}} = C \quad (4)$$

Из последнего выражения вытекает

$$S = \frac{1}{ch\left(\frac{1}{n} \text{Arch}C\right)} \quad (5)$$

и

$$n = \frac{\text{Arch}C}{\text{Arch}\frac{1}{S}} \quad (6)$$

Имея в виду, что  $|S_{11}|_{\text{макс}} = |\Gamma|_{\text{макс}}$ , получим

$$h = \frac{|\Gamma|_{\text{макс}}}{\sqrt{1 - |\Gamma|_{\text{макс}}^2}} \quad (7)$$

Таким образом, (6) совместно с (5) и (4) определяет необходимое число ступенек перехода  $n$  при заданных  $R$ ,  $\Gamma_{\text{макс}}$  и  $S$ . При этом длина ступенек равна четверти средней длины волны рабочего диапазона волн в передающей линии

$$l = \frac{\Lambda_2}{2\pi} \arccos S = \frac{\Lambda_1 \Lambda_2}{2(\Lambda_1 + \Lambda_2)} = \frac{\Lambda_0}{4}$$

где  $\Lambda_1, \Lambda_2$  – длины волн в проводящей линии.

**Плавным переходом** называется неоднородная линия с непрерывно изменяющимся параметрами, соединяющая две однородных линии и предназначенная для согласования между собой их волновых сопротивлений.

Монотонные плавные переходы имеют частотные характеристики, сходные с характеристиками фильтров верхних частот. Если на длину монотонного перехода не накладывается никаких ограничений, то любой уровень согласования может быть достигнут в любом диапазоне частот путём увеличения длины перехода. На практике стремятся, однако, при заданных электрических параметрах иметь минимальную или близкую к минимальной длину перехода.

Среди монотонных ступенчатых переходов минимальную длину имеет, при прочих равных условиях, переход с частотной характеристикой, описываемой полиномом

Чебышева.

Среди монотонных плавных переходов наименьшую длину будет иметь предельный случай ступенчатого Чебышевского перехода – предельный (плавный) Чебышевский переход. Функция затухания ступенчатого Чебышевского перехода описывается выражением (2).

Зафиксировав  $\Lambda_2$ ,  $R$  и  $\Gamma_{\max}$  и неограниченно увеличивая число ступеней  $n$ , имеем следующие предельные соотношения:

$$|T_{11}|_{np}^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \left( 1 + h^2 T_n^2 \left( \frac{\cos \Theta}{S} \right) = 1 + h^2 \left( \cos \left[ \frac{i2\pi l_0}{\Lambda} \sqrt{1 - \left( \frac{\Lambda}{\Lambda_2} \right)^2} \right] \right) \right) \quad (8)$$

$$l_0 = \left( \frac{\Lambda_2}{2\pi} n \arccos \left[ \frac{1}{ch \left( \frac{1}{n} \operatorname{Arch} \frac{R-1}{2h\sqrt{R}} \right)} \right] \right) = \frac{\Lambda_2}{2\pi} \operatorname{Arch} \frac{R-1}{2h\sqrt{R}} \quad (9)$$

которые и определяют параметры плавного Чебышевского перехода. Частотные характеристики, показывают, что ступенчатый Чебышевский переход сходен с полосовым фильтром, а предельный его случай – с фильтром верхних частот.

При сравнении плавных переходов со ступенчатыми ограничимся рассмотрением переходов с монотонным изменением волнового сопротивления

Частотная характеристика монотонного ступенчатого перехода представляет собой периодическую функцию частоты: полосы пропускания и заграждения чередуются. Таким образом, ступенчатый переход – это полосовой фильтр с периодически повторяющейся характеристикой. При увеличении числа ступеней и постоянной длине каждой ступени, а так неизменном общем перепаде волновых сопротивлений, полоса пропускания «фильтра» будет расширяться как в сторону низких частот, так и высоких; максимумы затухания будут сохранять своё положение на шкале частот. Общая длина перехода в этом случае будет увеличиваться.

Частотная характеристика монотонного плавного перехода представляет собой периодическую незатухающую функцию. Полоса заграждения находится в области низких частот, полоса пропускания в области высоких. Начинаясь от некоторой частоты  $f_n$ , простирается до  $f \rightarrow \infty$ . Таким образом полоса пропускания в этом случае ограничена со стороны нижних частот, т.е. плавный переход представляет собой фильтр верхних частот. Полоса его пропускания тем шире, чем больше длина перехода  $l$ .

При одинаковых допусках на рассогласование, перепаде волнового сопротивления и граничной длины волны  $\lambda_2$  длина плавного перехода всегда больше, чем у ступенчатого. Физической основой этой закономерности является, по-видимому, то обстоятельство, что с помощью ступенчатого перехода заданные требования выполняются более экономно, чем с помощью плавного перехода. Действительно, в практических задачах требуемая полоса согласования, как правило, ограничена с двух сторон и нет нужды превышать эти требования. В случае монотонного плавного перехода запас по полосе неизбежен; увеличение длины и является следствием этих неиспользованных резервов;

Дополнительно отметим, что при выборе типа перехода следует учитывать, что ступенчатый переход может быть выполнен с высокой степенью точности, в то время как выполнить плавную кривую с той же точностью значительно сложнее; поэтому электрические параметры ступенчатого перехода часто оказываются несколько выше за счёт точности изготовления.

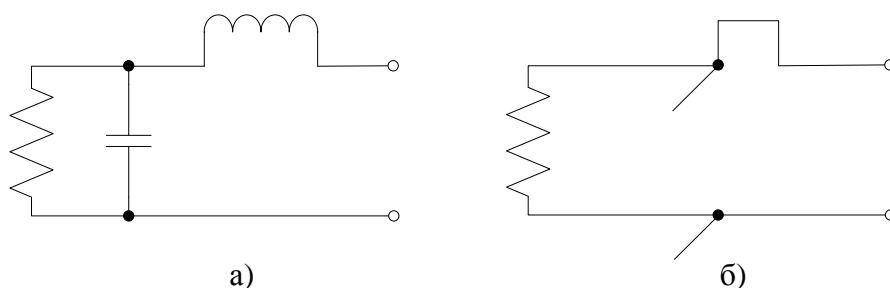
## О широкополосном согласовании комплексных сопротивлений диапазона СВЧ

Впервые задача широкополосного согласования комплексных нагрузок была поставлена и решена американским ученым Р. М. Фано в 1950 г. [1] Фано показал, что не всякую комплексную нагрузку можно согласовать в заданной полосе частот при указанном допустимом  $G$ . Выводы Фано основаны на анализе схемы передачи мощности от согласованного генератора через синтезируемый реактивный четырехполюсник в комплексную нагрузку, представляемую, в свою очередь, каскадным соединением произвольного, но фиксированного реактивного четырехполюсника и постоянного активного сопротивления.

Присутствие фиксированного реактивного четырехполюсника в эквивалентном представлении нагрузки как раз и приводит к появлению ограничений на возможности широкополосного согласования. Если в этом четырехполюснике имеется цепь, не пропускающая колебаний какой-либо частоты, то никакое согласующее устройство не сможет обеспечить передачи мощности в нагрузку на этой частоте.

Частным случаем широкополосного согласования комплексных нагрузок является согласование с помощью цепей с распределенными параметрами.

Синтез распределенных согласующих цепей выполняется в этом случае в виде соединения  $n$  отрезков однородных линий одинаковой длины. Такие цепи не содержат последовательных шлейфов, связанных линий и других не удобных для реализации элементов.



**Рисунок 3** – Комплексная нагрузка а) на сосредоточенных элементах; б) на элементах с распределенными параметрами

Для согласования нагрузки изображенной на рис. 3 а) ее сосредоточенные реактивные элементы заменяются эквивалентными им в пределах полосы пропускания распределенными шлейфами рис. 3 б). Параметры этих шлейфов (их число равно  $k$ ) могут быть найдены из условия из условия равенства комплексных сопротивлений на краю полосы пропускания. Сосредоточенная емкостная проводимость эквивалентна входной проводимости разомкнутого шлейфа

$$j\omega C = Y_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} = Y_0 \Omega \quad (10),$$

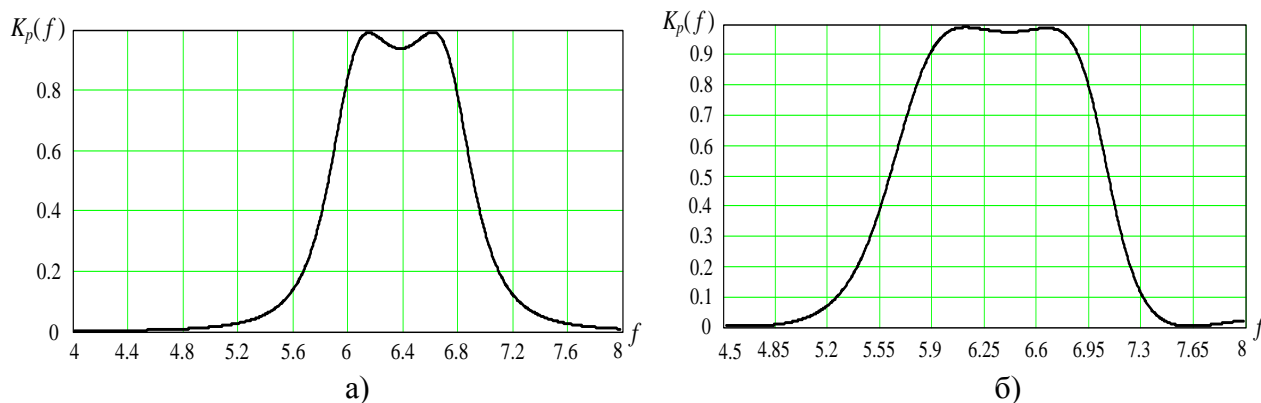
а сосредоточенное индуктивное сопротивление – входному сопротивлению короткозамкнутого шлейфа

$$j\omega L = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} = Z_0 \Omega \quad (11)$$

где  $\Omega = j \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}$  – преобразование Ричардса.

В общем виде квадрат модуля коэффициента отражения  $|S_{22}|^2$  распределенной цепи, содержащей  $k$  шлейфов и  $n$  отрезков линий, может быть записан с помощью полиномов

Чебышева. Процедура синтеза цепи с заданными  $k$  и  $n$  состоит в определении выражения для  $S_{22}$ . С этой целью вычисляются корни числителя и знаменателя  $|S_{22}|$ , отбираются корни, лежащие в левой полуплоскости комплексной частоты (корни полинома знаменателя могут быть выбраны и в правой полуплоскости [3]), вычисляются коэффициенты полиномов, стоящие в числителе и знаменателе. По полученному таким образом  $S_{22}$  может быть синтезирована распределенная цепь.



**Рисунок 4** – Частотная характеристика согласующей цепи  
 а) на сосредоточенных элементах;  
 б) на элементах с распределенными параметрами

На рис. 4 а) и 4 б) представлены частотные характеристики согласующей цепи на сосредоточенных элементах и на элементах с распределенными параметрами соответственно. Как видно, частотное преобразование вносит искажения в частотную характеристику согласующей цепи, что требует в свою очередь дополнительной коррекции.

Так же следует отметить, что в настоящее время в литературе не представлена методика синтеза согласующих устройств диапазона СВЧ без использования частотного преобразования. В существующих методиках согласующая цепь синтезируется на элементах с сосредоточенными параметрами с последующим переходом к волновым представлениям, как было показано выше. Таким образом перспективным направлением является разработка методики прямого синтеза СВЧ согласующих устройств, основанной на использовании их волновых параметров.

В работе [3] разработана теория согласования сопротивлений на основе обобщенного метода Дарлингтона, которая лишена недостатков работ предыдущих авторов. Исследования показывают, что данная теория может быть успешно распространена для синтеза цепей с распределенными параметрами.

В настоящее время автором проводятся исследования по определению волновых матриц эквивалентов Дарлингтона и волновых матриц согласующих цепей с дальнейшим их применением для синтеза согласующих цепей диапазона СВЧ.

#### Список литературы

1. Фано, Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Р. Фано. - М.: Сов.радио, 1965. - 69 с.
2. Фельдштейн, А.П. Вопросы широкополосного согласования некоторых типов комплексных сопротивлений на СВЧ / А.П. Фельдштейн, Л.Р. Явич // Радиотехника и электроника. – 1959. - Т. 4. – Вып. 12. – С. 2031 – 2039.
3. Филиппович Г.А. Широкополосное согласование сопротивлений. Минск: ВА РБ, 2004.
4. Шварц, Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ / Н.З. Шварц – М.: Сов.радио, 1980. - с. 368
5. Шварц, Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах / Н.З. Шварц. - М.: Радио и связь,

1987. - 200 с.