ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Содержание

ОПРЕДЕЛЕНИЯ

- Неравномерность модуля коэффициента передачи s_{21}
(или неравномерность усиления) в полосе частот $[f_н; f_в]$:

$$20\lg\left(\frac{\max\left(\left|s_{21}\left(f\right)\right|\right)}{\min\left(\left|s_{21}\left(f\right)\right|\right)}\right), f \in [f_н; f_в]$$

СОКРАЩЕНИЯ

- АЭ – активный элемент
- ЦК – цепь коррекции
- ЦС – цепь связи
- ШПУ – широкополосный усилитель

ОБОЗНАЧЕНИЯ

- $f_н$ – нижняя частота полосы пропускания
- $f_в$ – верхняя частота полосы пропускания
- $\alpha \| \beta = \frac{\alpha\beta}{\alpha+\beta}$
- Δ – детерминант матрицы рассеяния четырёхполюсника
- θ – угловая электрическая длина
- a – падающая волна
- b – отражённая волна
- K – инвариант устойчивости четырёхполюсника (по Роллетту)
- s – коэффициент отражения от двухполюсника ($s \in \mathbb{C}$)
- s_{ij} – элемент i-ой строки j-ого столбца матрицы рассеяния ($s_{ij} \in \mathbb{C}$)
- $z = r + jx$ – нормированный импеданс ($z \in \mathbb{C}$)
- W – волновое сопротивление длинной линии

1 Децибелы

1.1 Определение

Про значения двух мощностей P_1 и P_2 говорят, что они отличаются на

$$10 \lg \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \tag{1.1}$$

децибел.

1.2 Абсолютные и относительные величины

Когда нужно выразить *абсолютное* значение мощности P_2 по децибельной шкале, после сокращения “дБ” даётся указание на мощность P_1, от которой децибелы отсчитываются. Если $P_1 = 1$ мВт, то результат записывают в дБм или дБмВт (dBm), если $P_1 = 1$ Вт, то дБВт (dBW). Например, $P_2 = 10$ мВт. По децибельной шкале это либо $10 \lg \left(\frac{10\text{мВт}}{1\text{мВт}} \right) = 10$дБм, либо $10 \lg \left(\frac{0{,}01\text{Вт}}{1\text{Вт}} \right) = -20$дБВт.

При описании некоторых устройств (например, смесителей) бывает заведомо известно, что обсуждаемых P_1 и P_2 выполняется $\frac{P_2}{P_1} < 1$, и, следовательно, величина в (1.1) всегда отрицательна. В этих случаях принято брать $-10 \lg \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$ и называть эту величину *потерями* (мощности).

1.3 Важные соотношения

При вычислениях с децибелами полезно помнить некоторые часто встречающиеся соотношения (см. таблицу 1).

Таблица 1: Децибелы – важные соотношения

$\frac{P_2}{P_1}$	$10 \lg \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$
2	3 дБ
4	6 дБ
5	7 дБ
10	10 дБ

2 Коэффициент отражения

2.1 Коэффициент отражения от импеданса на конце длинной линии

Коэффициент отражения s от импеданса Z для длинной линии с волновым сопротивлением W описывается формулой

$$s = \frac{Z - W}{Z + W} \tag{2.1}$$

Отношение справа в (2.1) зависит только от отношения $\frac{Z}{W}$, которое называется *нормированным импедансом* и обозначается $z = \frac{Z}{W}$. Тогда (2.1) переходит в

$$s = \frac{z - 1}{z + 1} \tag{2.2}$$

Зная s, нормированный импеданс находят по формуле

$$z = \frac{1 + s}{1 - s} \tag{2.3}$$

Физический смысл имеют величины, использующие квадрат модуля s. Так $|s|^2$ – это отношение мощности волны, отражённой от Z, к мощности падающей волны, а $1-|s|^2$ показывает отношение мощности, выделяемой в Z, к мощности падающей волны. Последняя величина не превышает единицу для пассивного Z, и логарифм её всегда отрицателен. Поэтому в децибельной шкале её берут с обратным знаком и называют *потерями рассогласования*:

$$-10 \lg \left(1 - |s|^2\right) \tag{2.4}$$

2.2 Передача мощности от генератора в нагрузку

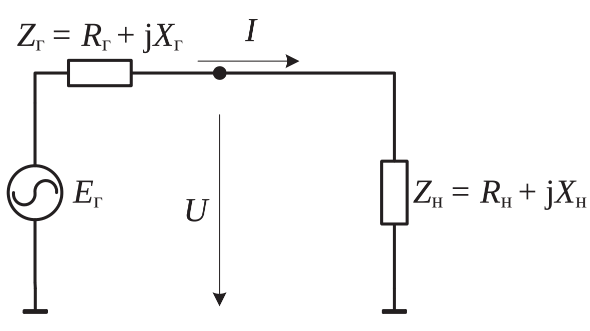

Рисунок 1 – Передача мощности от генератора в нагрузку

Мощность (, выделяемая) в нагрузке $P_н = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left(U\overset{*}{I}\right) =$

$$P_{\text{н}} = \frac{1}{2} \frac{|E_{\text{г}}|^2}{4R_{\text{г}} + \frac{(R_{\text{н}} - R_{\text{г}})^2}{R_{\text{н}}} + \frac{(X_{\text{н}} + X_{\text{г}})^2}{R_{\text{н}}}} \tag{2.5}$$

Доступная мощность $P_{\text{г}}$ (наибольшая достижимая мощность в нагрузке)

$$P_{\text{г}} = \frac{|E_{\text{г}}|^2}{8R_{\text{г}}} \tag{2.6}$$

Доступная мощность выделяется в режиме согласования: $Z_{\text{н}} = \overset{*}{Z}_{\text{г}}$.

Используя (2.5), (2.6) можно переписать так: $P_{\text{г}} \frac{4R_{\text{г}}R_{\text{н}}}{(R_{\text{н}}+R_{\text{г}})^2+(X_{\text{н}}+X_{\text{г}})^2}$. Отсюда легко видеть, что доля доступной мощности, теряемой из-за рассогласования

$$\frac{P_{\text{г}} - P_{\text{н}}}{P_{\text{г}}} = \frac{(R_{\text{н}} - R_{\text{г}})^2 + (X_{\text{н}} + X_{\text{г}})^2}{(R_{\text{н}} + R_{\text{г}})^2 + (X_{\text{н}} + X_{\text{г}})^2} \tag{2.7}$$

Выражение в правой части (2.7) – это $\left|\frac{Z_{\text{н}}-\overset{*}{Z}_{\text{г}}}{Z_{\text{н}}+Z_{\text{г}}}\right|^2$. Введём понятие коэффициента отражения от нагрузки $s_{\text{н}}$ по аналогии с (2.1):

$$s_{\text{н}} = \frac{Z_{\text{н}} - \overset{*}{Z}_{\text{г}}}{Z_{\text{н}} + Z_{\text{г}}} \tag{2.8}$$

Если $Z_{\text{г}} = R_{\text{г}} + j0$, то (2.8) численно совпадает с (2.1) при замене $Z_{\text{н}}$ на Z, а $Z_{\text{г}}$ на W. Значит можно воспользоваться и (2.2), если принять $z = \frac{Z_{\text{н}}}{R_{\text{г}}}$. Следовательно, $\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{г}}} = 1 - |s|^2$.

Иногда удобнее рассмотреть коэффициент отражения от генератора $s_{\text{г}} = \frac{Z_{\text{г}}-\overset{*}{Z}_{\text{н}}}{Z_{\text{г}}+Z_{\text{н}}}$. Для него верно

$$1 - |s_{\text{г}}|^2 = \frac{(R_{\text{г}} - R_{\text{н}})^2 + (X_{\text{г}} + X_{\text{н}})^2}{(R_{\text{г}} + R_{\text{н}})^2 + (X_{\text{г}} + X_{\text{н}})^2} \tag{2.9}$$

Это выражение численно совпадает с (2.7). То есть оба коэффициента отражения сообщают одинаковую информацию о передаче мощности от генератора в нагрузку, поскольку квадраты их модулей равны. Следовательно, если $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + j0$, то, принимая $z = \frac{Z_{\text{г}}}{R_{\text{н}}}$, можем воспользоваться (2.2), и снова получим $\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{г}}} = 1 - |s|^2$.

2.3 Коэффициент отражения: обобщение

Обобщив пп.2.1 и 2.2, можно сделать следующий вывод: в задачах, связанных с передачей мощности, удобно пользоваться величиной s, вычисляемой по формуле (2.2). При этом неважно, идёт ли речь о цепях с сосредоточенными или распределёнными параметрами. Соответственно, в обоих случаях потери рассогласования описываются формулой (2.4).

Строгое определение коэффициента отражения таково:

$$s = \frac{b}{a},$$

где

$a = \frac{U+IR_{\text{г}}}{\sqrt{8R_{\text{г}}}}$ – амплитуда падающей волны мощности (падающая волна);

$b = \frac{U-IR_{\text{г}}}{\sqrt{8R_{\text{г}}}}$ – амплитуда отражённой волны мощности (отражённая волна).

Стоит отметить, что в англоязычной литературе величины W или $R_{\text{г}}$ обозначаются как Z_0.

2.4 Коэффициент отражения: математические сведения

Формула (2.2) осуществляет *дробно-линейное преобразование* (см. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного, 1958, с. 120-131 или любую другую книгу по теории функций комплексного переменного, где есть глава «Конформные отображения») полной комплексной плоскости переменного $z = r + jx$ (z-плоскости) в полную комплексную плоскость переменного s (s-плоскость). (*Полная* комплексная плоскость содержит бесконечно удалённую точку, например, $z = \infty$ для z-плоскости). Пример отображения точки $z = \frac{1}{2} + j\frac{1}{2}$ показан на рисунке 2.

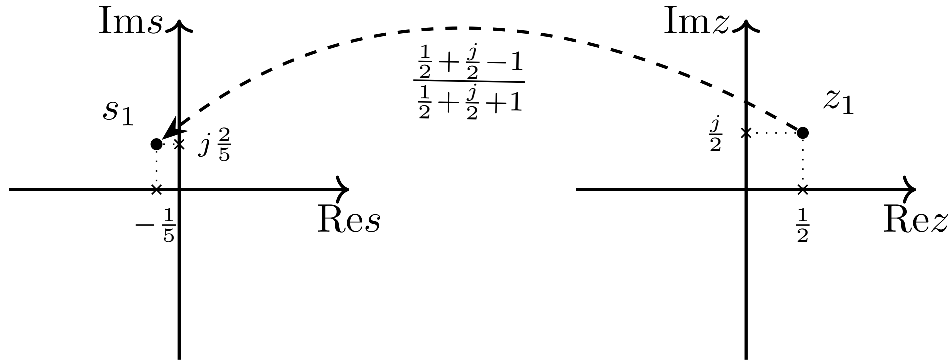

Рисунок 2 – Отображение точки $z = \frac{1}{2} + j\frac{1}{2}$ в s-плоскость

Любое дробно-линейное преобразование обладает следующим свойством: оно отображает окружности одной плоскости в окружности другой плоскости. При этом нужно помнить, что *прямые в комплексной плоскости являются окружностями, проходящими через бесконечно удалённую точку*. Поэтому, например, образом прямой $\mathrm{Re}z = 0$ является окружность в s-плоскости (Рисунок 3).

Для того, чтобы построить окружность *достаточно* знать произвольные *три* точки, принадлежащие ей. Поэтому для построения образа окружности достаточно найти три точки этого образа, что и сделано на рисунке 3).

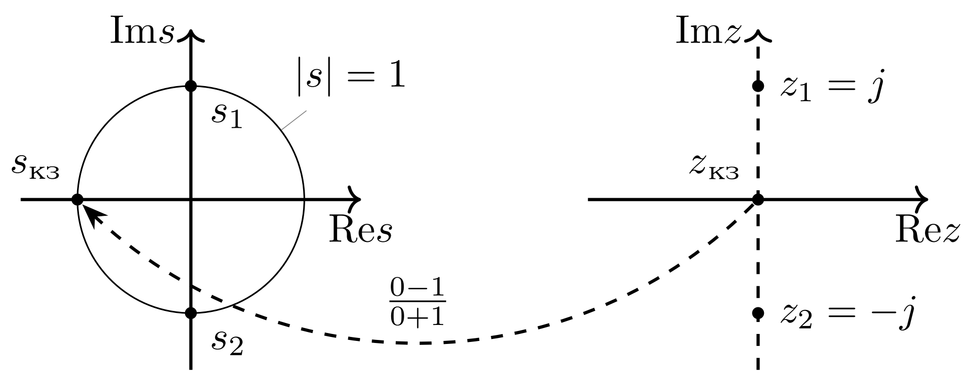

Рисунок 3 – Отображение мнимой z-оси в s-плоскость, построенное по трём точкам: $z_{\text{кз}} = 0 + j0$, $z_1 = 0 + j$, $z_2 = 0 - j$

Образом мнимой оси $\mathrm{Re}z = 0$ является окружность $|s| = 1$. Она служит границей между областями коэффициентов отражения от пассивных и активных 2П. Внутри окружности находятся точки, соответствующие 2П, поглощающим энергию.

У преобразования (2.2) есть следующее свойство: $\mathrm{sgn}\,(\mathrm{Im}z) = \mathrm{sgn}\,(\mathrm{Im}s)$. Поэтому если окружность в z-плоскости расположена симметрично относительно действительной оси, её образ также будет симметричен относительно действительной оси s-плоскости. Поэтому для построения образа такой окружностей достаточно найти образы двух точек, лежащих на действительной оси (Рисунок 4).

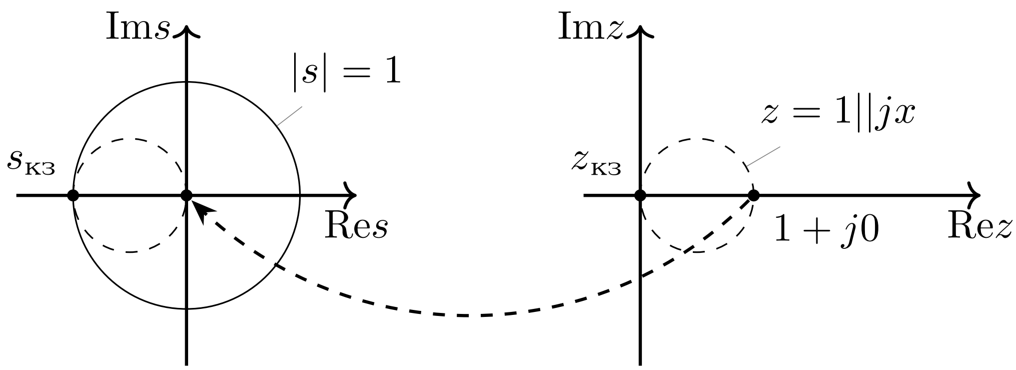

Рисунок 4 – Отображение окружности $z = 1\|jx$ в s-плоскость, построенное по двум точкам: $z_{\text{кз}} = 0 + j0$, $z = 1 + j0$

Окружность в s-плоскости на рисунке 4 является образом импедансов, обладающих единичной проводимостью.

Упомянутое выше свойство позволяет по образу в s-плоскости определить характер реактивности импеданса: если образ лежит в верхней плоскости, то характер – индуктивный, если в нижней – ёмкостный (Рисунок 5).

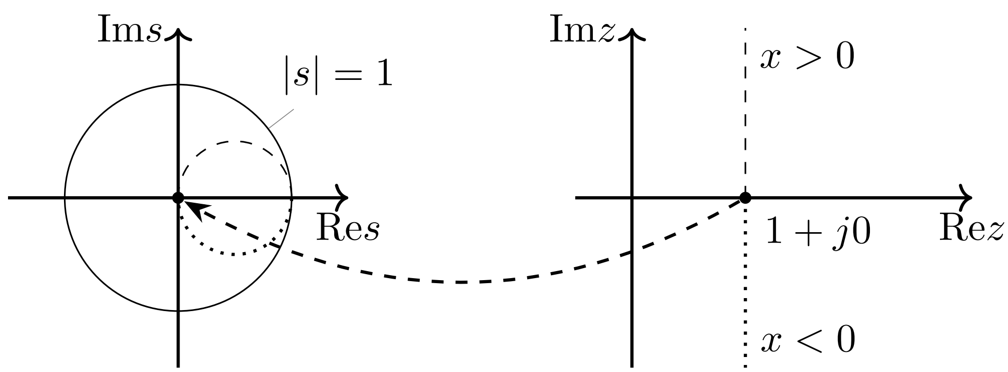

Рисунок 5 – Отображение прямой $z = 1 + jx$ в s-плоскость с выделением частей образов, лежащих в разных полуплоскостях

2.5 Простейшее согласование двухполюсников

Свойства отображения (2.2), описанные выше, позволяют легко сформулировать правила составления простейших цепей, обеспечивающих, режим согласования между произвольными генератором и нагрузкой. Постановка задачи сводится к следующему набору условий:

- активный и пассивный 2П, описываемые импедансами $Z_{\text{г}} = R_{\text{г}} + jX_{\text{г}}$ и $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$, не соотносящиеся дегенеративно, то есть: $Z_{\text{н}} \neq \overset{*}{Z}_{\text{г}}$;
- нужно подключить к каждому 2П простейший реактивный 2П так, чтобы обеспечить согласование в каком-либо сечении между двумя исходными 2П.

Выполнение условия согласования в каком-либо сечении каскадно соединённых 4П эквивалентно выполнению условия $s_{\Lambda}^* = s_{\Pi}$, где s_{Λ} и s_{Π} – коэффициенты отражения в левом и правом направлении от плоскости сечения соответственно.

Очевидно, что наличие реактивной части в одном из импедансов не влияет принципиально в $Z_{\text{г}}$ на решение задачи. Поэтому положим $Z_{\text{г}} = R_{\text{г}} + j0$, пронормируем $Z_{\text{н}}$ к $R_{\text{г}}$, то есть $z_{\text{н}} = \frac{Z_{\text{н}}}{R_{\text{г}}}$. Слева на рисунке окажется импеданс $1 + j0$. Подключение последовательного или параллельного импедансов может привести только к движению точки s_{Λ} по одной из двух окружностей, обсуждённых ранее (Рисунок 6).

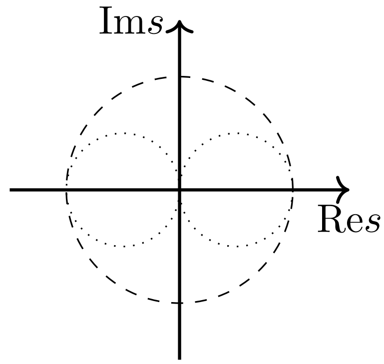

Рисунок 6 – Разбиение s-плоскости на области, соответствующие качественно отличающимся случаям согласования с s_{Π}

Следовательно, каждое решение задачи эквивалентно нахождению таких включений реактивных 2П справа, которые переведут точку $s_{\text{н}}$ в точку s_{Π}, принадлежащую одной из этих окружностей. Тогда левый 4П тривиально строится с помощью реактивного 2П, перемещающего $s_{\text{г}}$ в точку s_{Π}^{*}, получающуюся зеркальным отражением вдоль оси $\mathrm{Re}s = 0$.

Можно выделить лишь четыре качественно различные случая:

- $s_{\text{н}}$ лежит внутри окружности γ (соответствующей, проводимостям больше 1);
- $s_{\text{н}}$ лежит внутри окружности ρ (соответствующей, сопротивлениям больше 1);
- $s_{\text{н}}$ лежит вне окружностей γ и ρ, и при этом $\mathrm{Im}s > 0$;
- $s_{\text{н}}$ лежит вне окружностей γ и ρ, и при этом $\mathrm{Im}s < 0$.

Решения в этих случаях могут быть получены лишь включением последовательного, параллельного, ёмкостного или индуктивного 2П справа соответственно. Для первых двух случаев соответствующий 2П слева должен быть разноимённого включения и противоположной реактивности.

3 Обратимые четырёхполюсники

3.1 Нагруженный четырёхполюсник

Если к 4П подключён 2П, как показано на рисунке 7, то говорят, что он нагружен этим 2П со стороны плеча 2. При этом со стороны плеча 1 измеряется входной импеданс $Z_{\text{вх}_1}$. Аналогично вводится определение $Z_{\text{вх}_2}$.

Входные импедансы со стороны i-го плеча при условии, что другое плечо нагружено КЗ или ХХ обозначаются $Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_i}$ и $Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_i}$ соответственно.

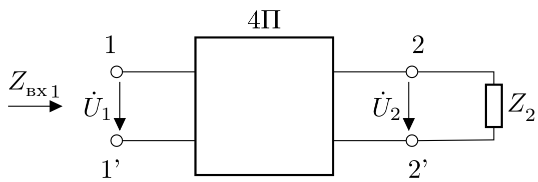

Рисунок 7 – Четырёхполюсник, нагруженный двухполюсником с импедансом Z_2 на плече 2

3.2 Собственные параметры обратимых четырёхполюсников

Записать любую матрицу обратимого 4П можно, зная лишь три параметра, которые называются характеристическими. Эти параметры – постоянная (или мера) передачи g и два характеристических импеданса Z_{W_1} и Z_{W_2}.

Характеристические импедансы (сопротивления) описываются выражением

$$Z_{W_i} = \sqrt{Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_i} Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_i}}. \tag{3.1}$$

а постоянная передачи связана с $Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_i}$ и $Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_i}$ простыми соотношением:

$$\frac{e^{2g}-1}{e^{2g}+1} = \sqrt{\frac{Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_1}}{Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_1}}} = \sqrt{\frac{Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_2}}{Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_2}}}, \tag{3.2}$$

3.3 Согласованное включение обратимых четырёхполюсников

Если нагрузить плечо 2 импедансом $Z_2 = Z_{W_2}$ (см. рисунок 7), то $Z_{\text{вх}_1} = Z_{W_1}$. При этом, будет выполнено равенство $\frac{\dot U_1}{\sqrt{Z_{W_1}}} = e^g \frac{\dot U_2}{\sqrt{Z_{W_2}}}$. Из него следует, что мощность, поступившая через плечо 1, в $\left|e^{2g}\right|$ раз больше, чем мощность, выделившаяся в нагрузке $Z_2 = Z_{W_2}$. Следовательно, величина e^{-g} аналогична s_{21}.

Если включить согласованно несколько обратимых 4П постоянная передачи составного 4П g_Σ будет суммой постоянных передачи отдельных 4П g_i:

$$g_\Sigma = \sum g_i$$

.

3.4 Примеры

3.4.1 Г-образный четырёхполюсник

Г-образный 4П состоит из двух импедансов (Рисунок 8). Очевидно, что:

$$\begin{cases} Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_1} = Z_\Pi; & Z^{\text{хх}}_{\text{вх}_2} = Z_T + Z_\Pi; \\ Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_1} = Z_T \| Z_\Pi; & Z^{\text{кз}}_{\text{вх}_2} = Z_T. \end{cases} \tag{3.3}$$

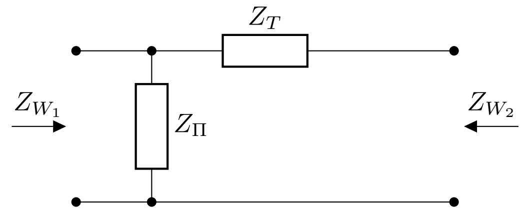

Рисунок 8 – Г-образный четырёхполюсник

Пользуясь (3.1) и (3.3), легко показать, что для Г-образного 4П

$$Z_{W_1} Z_{W_2} = Z_T Z_\Pi. \tag{3.4}$$

Пользуясь (3.2) и (3.3), получаем

$$\frac{e^{2g}-1}{e^{2g}+1} = \sqrt{\frac{Z_T}{Z_T + Z_\Pi}}. \tag{3.5}$$

Тогда, очевидно, что

$$\begin{cases} Z_{W_1} = Z_\Pi \frac{e^{2g}-1}{e^{2g}+1}; \\ Z_{W_2} = Z_T \frac{e^{2g}+1}{e^{2g}-1}. \end{cases} \tag{3.6}$$

3.4.2 Г-образный аттенюатор 1,5 дБ

Рассчитать резистивный Г-образный аттенюатор с $Z_{W_1} = 50$ Ом и затуханием $1,5$ дБ (Рисунок 9).

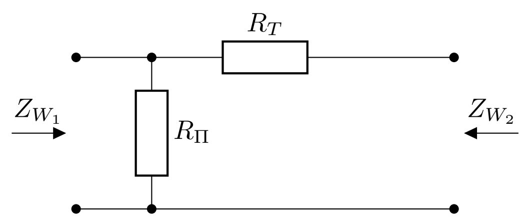

Рисунок 9 – Г-образный аттенюатор

Поскольку аттенюатор не содержит реактивных элементов, e^g будет действительной величиной.

1. Потерям 1,5 дБ соответствует $e^{2g} = 10^{\frac{1.5}{10}} = 1,41$.
2. Следовательно, $\frac{e^{2g}-1}{e^{2g}+1} = 0,17$.
3. Пользуясь (3.6), получаем:
   $R_\Pi = \frac{50}{0{,}17} = 292$ Ом;
4. Пользуясь тем, что $\frac{e^{2g}+1}{e^{2g}-1} = \sqrt{1 + \frac{R_\Pi}{R_T}}$, получаем :
   $R_T = \frac{292}{1-(0{,}17)^2} = 8,7$ Ом.

3.4.3 П-образный аттенюатор 3 дБ

Рассчитать П-образный аттенюатор с $Z_{W_1} = Z_{W_2} = 50$ Ом и затуханием 3 дБ.

1. Включим последовательно два Г-образных аттенюатора, рассчитанных в 3.4.2, так, чтобы они соединились плечами, соответствующими Z_{W_2}.
2. Тогда при работе с 50-омными генератором и нагрузкой затухание получившегося 4П будет суммой затуханий двух Г-образных аттенюаторов, то есть 1,5+1,5=3 дБ.
3. Следовательно, решением задачи является П-образный 4П, состоящий из двух параллельных сопротивлений 292 Ом и последовательного сопротивления $2 \cdot 8,7 = 17,4$ Ом.

3.4.4 Т-образный аттенюатор 6 дБ

Из рассмотрения предыдущих примеров очевидно, что расчёт Т-образного аттенюатора 6 дБ $Z_{W_1} = Z_{W_2} =$ 50 Ом легко провести в два шага. Сначала рассчитать Г-образный аттенюатор 3 дБ с $Z_{W_2} = 50$ Ом. Затем соединить два таких аттенюатора плечами соответствующими Z_{W_1}.

Результат первого шага: $R_T = 16,7$ Ом, $R_\Pi = 133,3$ Ом.

Результат второго шага: $R_T = 16,7$ Ом, $R_\Pi = 66,7$ Ом.

3.4.5 Г-образная цепь согласования

Согласовать с помощью Г-образного 4П генератор с внутренним импедансом $50 + j0$ с нагрузкой $25 + j0$. Иначе говоря, нужно построить Г-образный 4П с $\left|e^{2g}\right| = 1$, $Z_{W_1} = 50$ Ом и $Z_{W_2} = 25$ Ом.

Сначала заметим, что $Z_{W_2} = \sqrt{Z_{\text{вх}_2}^{\text{кз}} Z_{\text{вх}_2}^{\text{хх}}} = \sqrt{Z_T^2 + Z_\Pi Z_T}$. Здесь уместно применить (3.4). Тогда

$Z_T = \sqrt{Z_{W_2}\left(Z_{W_2} - Z_{W_1}\right)} = \pm j\sqrt{Z_{W_2}\left(Z_{W_1} - Z_{W_2}\right)} = \pm j25$ Ом.

Ещё раз использовав (3.4), получим

$Z_\Pi = \frac{Z_{W_1} Z_{W_2} \cdot}{Z_T} = \mp j Z_{W_1}\sqrt{\frac{Z_{W_2}}{Z_{W_1} - Z_{W_2}}} = \pm j50\,\text{Ом}.$

Подставив полученные значения Z_T и Z_Π в (3.5) можно убедиться, что $\left|e^{2g}\right| = 1$.

Здесь уместно обсудить физический смысл полученного результата. Из приведённых выше выкладок следует, что

- элементы Z_T и Z_Π должны быть должны быть реактивностями противоположных знаков;
- должно выполняться неравенство $Z_{W_1} > Z_{W_2}$.

4 s-параметры четырёхполюсников

4.1 s-параметры – элементы матрицы рассеяния

По аналогии с коэффициентом отражения для 2П вводятся величины s_{ij}, описывающие поведение линейных многополюсников, в том числе четырёхполюсников (4П). Эти величины являются элементами матрицы, которая называется матрицей рассеяния или S-матрицей. Также s_{ij} часто называют s-*параметрами*.

Для децибельного представления модулей s-параметров усилителей есть устоявшиеся названия:

- $-20\lg|s_{11}|$ – обратные потери по входу (input return loss);
- $-20\lg|s_{11}|$ – обратные потери по входу (input return loss);
- $-20\lg|s_{12}|$ – развязка (isolation);
- $20\lg|s_{21}|$ – усиление (gain).

Обсуждаемые параметры дают возможность моделировать характеристики описываемых ими устройств. Информацию об S-матрицах на различных частотах сводят в специальные файлы.

4.2 Структура файла s-параметров (.s2p)

Файл s-параметров четырёхполюсника имеет расширение .s2p и содержит 9 столбцов данных. Каждая строка содержит значение частоты и соответствующие этой частоте модули и аргументы элементов s-матрицы в следующем порядке:

Частота	$\|s_{11}\|$	$\arg(s_{11})$	$\|s_{21}\|$	$\arg(s_{21})$	$\|s_{12}\|$	$\arg(s_{12})$	$\|s_{22}\|$	$\arg(s_{22})$

$|s_{ij}|$может быть указан как в относительных единицах, так и в децибелах ($20\lg|s_{ij}|$).

Обычно таблице с данными предпосылается несколько строк комментария. Каждая строка комментария начинается с символа "!". В некоторых строках комментария можно найти указание на условия измерения и формат данных.

Также есть строка начинающаяся с символа "#" (строка 15 в нижеследующем примере), в которой указаны

- единицы измерения частоты;
- тип данных (s-параметры);
- формат записи комплексного числа (MA – амплитуда в относительных единицах и аргумент, DB – амплитуда в децибелах и аргумент, RI – действительная и мнимая части);
- сопротивление нормировки (волновое сопротивление) в Омах.

Пример файла .s2p дан на рисунке 10.

```
! Filename  P\Prog\Test\Noise\ATS_data\Testdata_Net\03 Spar\BFU520A_APG2013_30_A05_08p0V_0
! Date/Time Wed 24/Apr/2013
! BFU520A_APG2013_30_A05_08p0V_1to20mA_SP_CM01_Bias8_R.s2p
! MDIF S-parameter v. bias file
! BFU520A_APG2013_30_A05_08p0V_1to20mA_SP_CM01
!
! VAR V_out= 8.0000
! VAR I_out= 19.9950
! VAR V_in= 0.8266
! VAR I_in= 0.2168
! Device data file deembeded for feedlines and parallel
! Original file: \03 Spar\BFU520A_APG2013_30_A05_08p0V_020mA_SP_CM01_R.s2p
! Feed-files: PR017V01_150413_Feed1.s2p, PR017V01_150413_Feed2.s2p
! Parallel-file PR017V01_150413_Par.s2p
# MHz S MA R 50
!  Freq-MHz   S11-mag  S11-arg   S21-mag  S21-arg   S12-mag  S12-arg   S22-mag  S22-arg
         40   0.54458   -17.08    34.721   163.79 0.0061906    83.61   0.95882    -8.99
         50   0.53201   -21.34    33.925   160.18 0.0076653    81.71   0.94296   -11.16
         60   0.51988   -25.13    33.138   156.42 0.0091139    80.46   0.92721   -13.05
         70     0.508   -28.93    32.369   153.25  0.010463    79.18   0.90935   -14.82
         80    0.4938   -32.66    31.541   149.89  0.011749    78.09   0.89039   -16.50
         90   0.47802   -35.94    30.539   146.77  0.012952    77.13   0.86993   -17.96
        100   0.46432   -39.11    29.622   143.98  0.014147    76.38   0.84999   -19.28
        120   0.43422   -45.32    27.849   138.70  0.016364    75.01   0.81112   -21.50
        140   0.40699   -50.68    26.032   134.14  0.018431    74.11   0.77403   -23.20
        160   0.37988   -55.64    24.294   130.05  0.020442    73.33   0.74027   -24.52
        180   0.35564   -60.14    22.743   126.48  0.022312    72.90   0.70885   -25.51
        200    0.3329   -64.13    21.304   123.27  0.024116    72.69   0.68171   -26.19
```

Рисунок 10 – Пример структуры файла s-параметров

4.3 Каскадное соединение четырёхполюсников

4.3.1 Общий подход: использование t-параметров

Даны N четырёхполюсников с S-матрицами S_I, S_{II}, ..., и требуется найти S-матрицу устройства, полученного путём их каскадного соединения S_Σ. Эта задача решается в три шага:

1. матрицы S_I, S_{II}, ... пересчитываются в T-матрицы T_I, T_{II}, ... (см. п. 4.3.2);
2. рассчитывается T-матрица каскадного соединения T_Σ:

$$T_\Sigma = \underbrace{T_I T_{II} \ldots}_{N} \tag{4.1}$$

3. по матрице T_Σ получают искомую матрицу S_Σ.

Примечание. Предполагается, что все матрицы измерены с использованием генераторов и нагрузок с одинаковыми импедансами $Z = R + j0$.

4.3.2 Перевод s-параметров в t-параметры и обратно

$$T = \frac{1}{s_{21}} \begin{pmatrix} 1 & -s_{22} \\ s_{11} & s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22} \end{pmatrix} \tag{4.2}$$

$$S = \frac{1}{t_{11}} \begin{pmatrix} t_{21} & t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21} \\ 1 & -t_{12} \end{pmatrix} \tag{4.3}$$

4.3.3 Матрицы элементарных четырёхполюсников с сосредоточенными элементами

Для построения простейших цепей связи достаточно использовать только два элементарных четырёхполюсника:

- Четырёхполюсник, образованный включённым *последовательно* двухполюсником с импедансом Z:

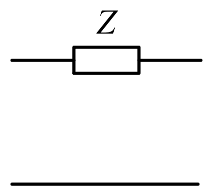

Рисунок 11 – Четырёхполюсник, состоящий из последовательно включённого двухполюсника

S-матрицу такого черырёхполюсника удобно записать с использованием нормированного импеданса $z = \frac{Z}{R}$ (см. примечание к п. 4.3.1):

$$S = \frac{1}{z+2} \begin{pmatrix} z & 2 \\ 2 & z \end{pmatrix} \tag{4.4}$$

- Четырёхполюсник, образованный включённым *параллельно* двухполюсником с импедансом Z:

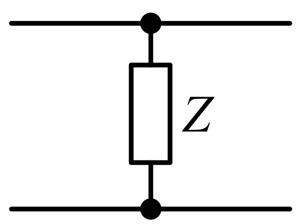

Рисунок 12 – Четырёхполюсник, состоящий из параллельно включённого двухполюсника

S-матрицу такого черырёхполюсника удобно записать с использованием нормированного адмитанца (комплексной проводимости) $y = \left(\frac{Z}{R}\right)^{-1} = \frac{1}{z}$ (см. примечание к п. 4.3.1):

$$S = \frac{1}{y+2} \begin{pmatrix} -y & 2 \\ 2 & -y \end{pmatrix} \tag{4.5}$$

5 Коррекция частотной характеристики

5.1 Введение

При построении широкополосного усилителя (ШПУ), чтобы компенсировать неравномерность частотной характеристики усиления активного элемента (АЭ) каскадно с ним включают цепи коррекции (ЦК). Это пассивные цепи, вносящие потери на частотах с избыточным усилением АЭ, так чтобы снизить неравномерность модуля коэффициента передачи ШПУ $\left|s_{21}^{\text{ШПУ}}\right|$.

ЦК бывают двух типов: ЦК с отражением (реактивные) и ЦК с поглощением (диссипативные). Ниже каждый тип будет проиллюстрирован одним примером. Про них и про другие цепи коррекции можно прочитать в следующей литературе:

1. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г. М. Уткин, и др. – М. : Советское радио, 1979. – 320 с. (гл. 6, с. 81-92)

2. Линейные транзисторные усилители СВЧ / Н. З. Шварц. – М.: Советское радио, 1980. – 368 с. (гл. 8-9, с. 183-232)

3. Широкополосные радиопередающие устройства / О. В. Алексеев, А. А. Головков, В. В. Полевой, А. А. Соловьев; под ред. О. В. Алексеева. — М. : Связь, 1978. — 304 с. (с. 40-45, с. 221-233)

5.2 Коррекция частотной характеристики с отражением

5.2.1 Коррекция частотной характеристики с помощью малодобротного контура

Между генератором и нагрузкой последовательно включены L и C элементы (Рисунок 13).

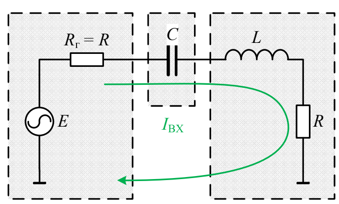

Рисунок 13 – Включение последовательного контура между генератором и нагрузкой

Эта цепь представляет собой последовательный колебательный контур с импедансом

$$Z = 2R\left(1 + j\xi\right), \tag{5.1}$$

где $\xi\left(f\right) = Q_{\text{кк}}\left(\frac{f}{f_{\text{р}}} - \frac{f_{\text{р}}}{f}\right)$, $Q_{\text{кк}} = \frac{\sqrt{L/C}}{2R}$ – добротность контура и $f_{\text{р}}$ – резонансная частота контура. Далее, $I_{\text{вх}}\left(f\right) = \frac{I_{max}}{\sqrt{1+\xi^2(f)}}$, где $I_{max} = I_{\text{вх}}\left(f_{\text{р}}\right)$ – максимальная амплитуда тока в контуре. Достижение I_{max} соответствует условию $\xi\left(f_{\text{р}}\right) = 0$. Настройкой контура можно добиться $I_{\text{вх}} = I_{max}$ на любой частоте внутри $[f_{\text{н}}, f_{\text{в}}]$ (Рисунок 14).

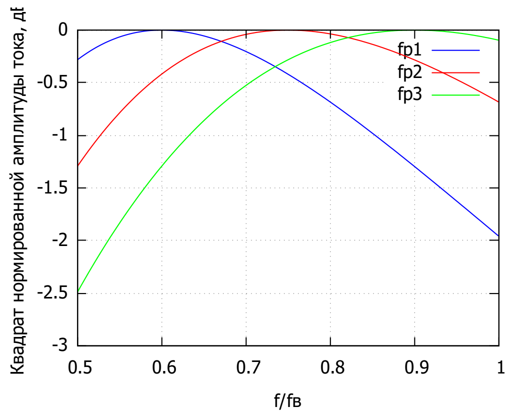

Рисунок 14 – Частотная характеристика $20\lg\left|\frac{I_{\text{вх}}}{I_{max}}\right|(f_{\text{р}1} < f_{\text{р}2} < f_{\text{р}3})$

Поскольку обсуждаемая цепь является частью ШПУ, в котором используется транзистор с убывающим обратно пропорционально частоте коэффициентом передачи тока, то стоит выбрать $f_{\text{р}} = f_{\text{в}}$, тем самым добившись максимального тока на входе АЭ. А затем подобрать $Q_{\text{кк}}$ так, чтобы скомпенсировать избыточное усиление на нижнем краю полосы пропускания.

Результирующий коэффициент передачи пропорционален произведению двух сомножителей:

- Множитель 1: $\left(\frac{f_{\text{в}}}{f}\right)^2$ описывает поведение частотной характеристики транзистора
- Множитель 2: $\frac{1}{1+\xi^2(f)}$ описывает поведение частотной характеристики ЦК (Рисунок 15)

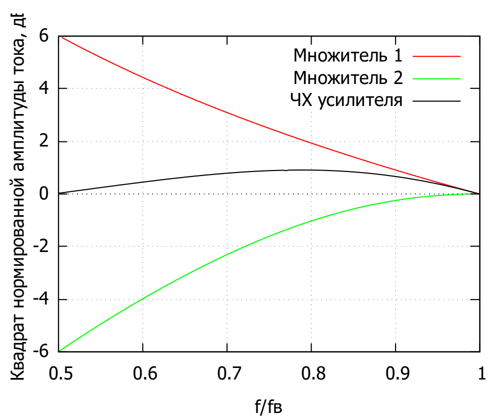

Рисунок 15 – Частотные характеристики нормированных коэффициентов передачи

При $f = f_{\text{в}}$ произведение сомножителей равно 1. Нужно найти $Q_{\text{кк}}$, которая обеспечит выполнение того же равенства при $f = f_{\text{н}}$: $\left(\frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}}\right)^2 \frac{1}{1+\xi^2(f_{\text{н}})} = 1$. Используя (5.1) получим: $\left(\frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}}\right)^2 = 1 + Q_{\text{кк}}^2 \left(\frac{f_{\text{н}}}{f_{\text{в}}} - \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}}\right)^2$. Откуда следует искомое выражение

$$Q_{\text{кк}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}}\right)^{-2}}} \tag{5.2}$$

Например, для октавного ШПУ ($f_{\text{в}} = 2f_{\text{н}}$) $Q_{\text{кк}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$. Добротности, отклоняющиеся от этого значения, приводят к большей неравномерности частотной характеристики в октавной полосе частот (Рисунок 16).

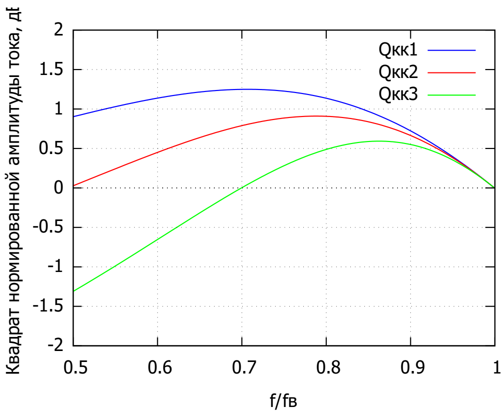

Рисунок 16 – Влияние величины добротности на выравнивание частотной характеристики: $Q_{\text{кк}1} < Q_{\text{кк}2} < Q_{\text{кк}3}$ ($Q_{\text{кк}2} = 1,15$)

5.3 Коррекция частотной характеристики с поглощением

5.3.1 Коррекция частотной характеристики с помощью цепи постоянного входного сопротивления

Цепь, рассмотреная в п.5.2.1, может быть дополнена таким образом, чтобы (а) её импеданс Z_1 со стороны генератора был частотно независимым и действительным (причём $Z_1 = R + j0$), и чтобы (б) $I_b(\omega_\text{в}) = I_1$ (Рисунок 17).

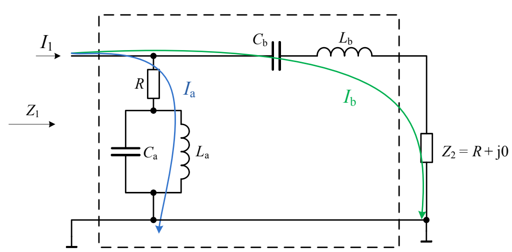

Рисунок 17 – Цепь постоянного входного сопротивления

Для этого требуется выполнение следующих двух условий

$$\omega_\text{в} = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}} = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}} \tag{5.3}$$

$$\sqrt{\frac{L_a}{C_a}} = \frac{R}{Q_b} \tag{5.4}$$

где $Q_b = \frac{\omega_\text{в} L_b}{R} = \frac{1}{R\omega_\text{в} C_b}$ – добротность контура, состоящего из элементов L_b, C_b и R.

Из (5.3), (5.4) можно получить формулы для расчёта элементов такой ЦК:

$$\begin{cases} L_a = \frac{R}{Q_b \omega_\text{в}} \\ C_a = \frac{Q_b}{R\omega_\text{в}} \\ L_b = \frac{Q_b R}{\omega_\text{в}} \\ C_b = \frac{1}{Q_b R \omega_\text{в}} \end{cases} \tag{5.5}$$

При подключении на входе такой ЦК генератора с $Z_{\text{г}} = R + j0$ будет обеспечена минимальная неравномерность частотной характеристики $\left|s_{21}^{\text{ШПУ}}\right|$ в полосе $[f_{\text{н}}; f_{\text{в}}]$ при условии, что $\left|s_{21}^{\text{ШПУ}}\left(f_{\text{в}}\right)\right| = \left|s_{21}^{\text{ШПУ}}\left(f_{\text{н}}\right)\right|$. Для выполнения этого условия Q_b должна быть

$$Q_b = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\mathbf{в}}}{f_{\mathbf{н}}}\right)^{-2}}} \tag{5.6}$$

Рассчитанная ЦК – это четырёхполюсник, включаемый каскадно с другими цепями усилителя (Рисунок 18).

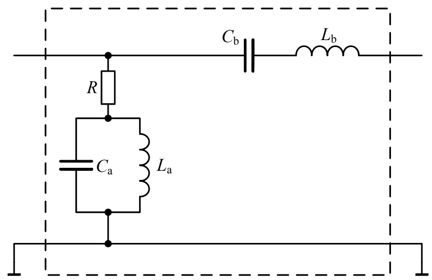

Рисунок 18 – Диссипативная цепь коррекции представляет собой четырёхполюсник, подключаемый каскадно с другими цепями усилителя

6 Устойчивость четырёхполюсника

При подключении ко входу и выходу четырёхполюсника некоторых импедансов с неотрицательными действительными частями могут возникнуть незатухающие колебания. То есть система из двух двухполюсников и одного четырёхполюсника *потеряет устойчивость* и образует *автогенератор*.

На *каждой* рассматриваемой частоте четырёхполюсник может быть либо *безусловно* устойчивым, либо *условно* устойчивым. В первом случае не существует пара импедансов, дополняющих четырёхполюсник до автогенератора. Во втором случае такие импедансы можно подобрать.

Подробнее об устойчивости четырёхполюсников, например, в:

Линейные транзисторные усилители СВЧ / Н. З. Шварц. – М.: Советское радио, 1980. – 368 с. (с.92-99)

6.1 Инвариант устойчивости четырёхполюсника по Роллетту (Rollett)

При исследовании характера устойчивости четырёхполюсника важную роль играет *инвариант* устойчивости четырёхполюсника K (часто называемый коэффициентом устойчивости четырёхполюсника):

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2\,|s_{12}|\,|s_{21}|}, \tag{6.1}$$

где $\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$ – детерминант матрицы рассеяния.

Для *безусловной* устойчивости четырёхполюсника на какой-либо *одной* частоте, необходимо и достаточно, чтобы на *этой* частоте выполнялись два условия:

$$\begin{cases} K > 1 \\ |\Delta| < 1 \end{cases} \tag{6.2}$$

Для безусловной устойчивости четырёхполюсника в полосе частот соотношения (6.2) должны быть выполнены во всей полосе.

Этот критерий впервые был введён в

J. Rollett, "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports," in IRE Transactions on Circuit Theory, vol. 9, no. 1, pp. 29-32, March 1962. Величина K была названа *инвариантом*, потому что остаётся неизменной при каскадном подключении к данному 4П произвольного 4П без потерь, то есть такого 4П, для которого верно

$$1 = |s_{11}|^2 + |s_{21}|^2\,,$$

$$1 = |s_{22}|^2 + |s_{12}|^2\,.$$

6.2 Параметры μ и μ'

Позже (см. M. L. Edwards and J. H. Sinsky, "A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 12, pp. 2303-2311, Dec. 1992) было подмечено, что можно характеризовать устойчивость 4П, используя лишь одно неравенство. Для этого вводятся два комплементарные параметра μ и μ' :

$$\mu = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - s_{11}^{*}\Delta| + |s_{12}|\,|s_{21}|},$$

$$\mu' = \frac{1 - |s_{22}|^2}{|s_{11} - s_{22}^{*}\Delta| + |s_{12}|\,|s_{21}|}.$$

С помощью их условие безусловной устойчивости 4П выражается так:

$$\mu > 1,$$

или так

$$\mu' > 1.$$

Нужно подчеркнуть, что для безусловной устойчивости достаточно выполнения *любого* из этих неравенств.

7 Микрополосковые цепи. Отрезки линий передачи

7.1 Расчёт параметров микрополосковой линии и её отрезков

Для параметров микрополосковой линии не существует точных формул. Рассчитывать их следует по приближённым формулам, приведенным в литературе или используя компьютерные вычислительные средства.

7.1.1 Литература

1. Виноградов, А. Ю. Устройства СВЧ и малогабаритные антенны : учебное пособие / А. Ю. Виноградов, Р. В. Кабетов, А. М. Сомов; под редакцией А. М. Сомова. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2016. — 444 с. (с. 235-251)

2. Справочник по расчету и проектированию СВЧ полосковых устройств/ Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982 г. – 328 с. (с. 62-66)

7.1.2 Компьютерные средства: “microstrip line calculator”

1. https://chemandy.com/calculators/microstrip-transmission-line-calculator-hartley27.htm
2. https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip.aspx
3. https://www.emtalk.com/mscalc.php

Такие калькуляторы также встроены в САПР (например, в QucsStudio: Tools/Line Calculation).

7.2 Основная формула для отрезка линии передачи (трансформация импеданса)

В основе построения цепей с распределёнными параметрами, лежат свойства отрезка линии передачи с волновым сопротивлением W, к одному концу которого подключён импеданс Z:

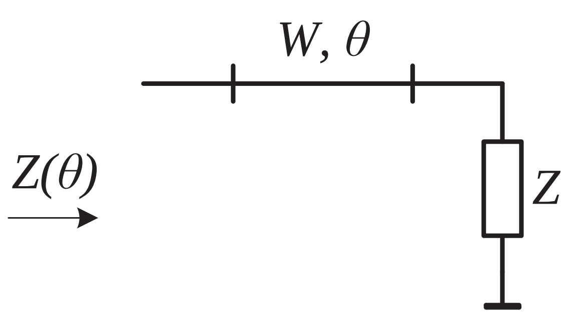

Рисунок 19 – Отрезок длинной линии (волновода)

У такого отрезка угловой электрической длины θ импеданс, измеренный со стороны другого конца, $Z\left(\theta\right)$ определяется по формуле \mathrm{Re}z

$$Z\left(\theta\right) = W\frac{Z + Wj\mathrm{tg}\theta}{W + Zj\mathrm{tg}\theta} \tag{7.1}$$

Угловая электрическая длина находится по формуле

$$\theta = 2\pi\frac{l}{\lambda}, \tag{7.2}$$

где l – длина отрезка линии передачи, λ – длина волны в линии передачи.

Для построения частотных характеристик цепей с распределёнными параметрами удобно пользоваться следующих соотношением

$$\theta = \theta_0 \frac{f}{f_0}, \tag{7.3}$$

где θ_0 – это угловая электрическая длина, соответствующая частоте f_0.

7.3 Замена цепей с сосредоточенными параметрами отрезками линий

С помощью микрополосковой линии легко осуществить параллельно включённный импеданс. Поэтому на *одной частоте* параллельно включённую цепь с сосредоточенными параметрами можно заменить отрезком линии передачи. Но такая замена в *полосе частот* всегда приводит к неидентичным частотным характеристикам.

7.3.1 Замена параллельно включённой катушки индуктивности

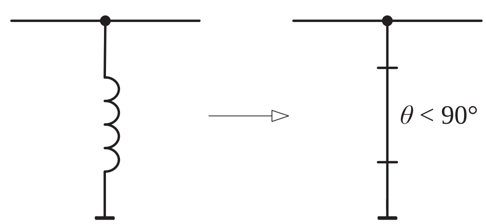

Рисунок 20 – Замена параллельно включённой индуктивности с помощью отрезка длинной линии

$$Z(\theta) = Wj\text{tg}\theta \tag{7.4}$$

7.3.2 Замена параллельно включённого конденсатора

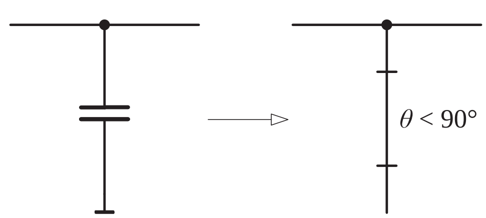

Рисунок 21 – Замена параллельно включённой индуктивности с помощью отрезка длинной линии

$$Z(\theta) = \frac{W}{j\text{tg}\theta} \tag{7.5}$$

8 Аппроксимация частотных характеристик сосредоточенных цепей отрезками длинных линий

8.1 Последовательное включение отрезка длинной линии

В общем случае последовательное включение некоторого произвольного импеданса не может быть реализовано с помощью отрезков длинных линий. Поэтому замена последовательно включённых сосредоточенных элементов должна осуществляться с учётом особенностей той схемы, в которой эти элементы используются.

Такую замену следует осуществлять, используя трансформирующие свойства последовательно включённого отрезка длинной линии. Для описания этих свойств вводятся следующие обозначения:

$$\psi = \frac{W}{R_{\text{г}}} \tag{8.1}$$

$$\eta = \text{tg}\theta \tag{8.2}$$

с учётом которых (7.1) примет новый вид. Если к одному концу отрезка длинной линии подключён импеданс $z_2 = \frac{Z_2}{R_{\text{г}}}$, то с другого его конца будет измеряться импеданс

$$z_\psi\left(\eta\right) = \frac{z_2 + \psi j\eta}{1 + z_2\frac{j\eta}{\psi}} \tag{8.3}$$

При изменении η (а следовательно, и θ) точка в s-плоскости, соответствующая $z_\psi\left(\eta\right)$, будет описывать окружность C_ψ, центр которой лежит на действительной оси. При изменении ψ как радиус, так и положение центра этой окружности будут меняться (но центр остаётся на действительной оси). Все окружности этого семейства пересекаются в точке $s_2 = \frac{z_2-1}{z_2+1}$. Возрастанию θ соответствует движение по часовой стрелке в s-плоскости.

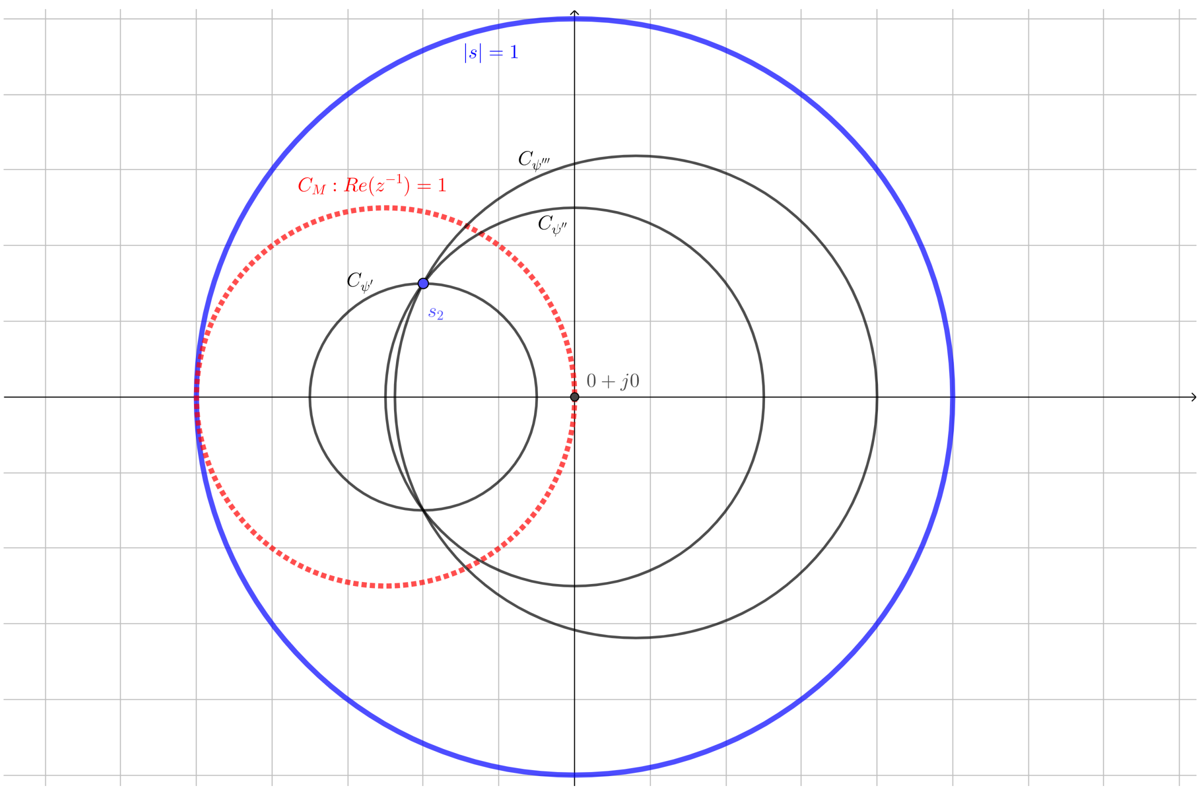

Рисунок 22 – Трансформация импеданса отрезками длинных линий с разными волновыми сопротивлениями: $\psi' < \psi'' < \psi'''$

8.1.1 Замена Г-образного четырёхполюсника (для схемы на рисунке 8)

Замена последовательного элемента Г-образного четырёхполюсника отрезком длинной линии должна осуществлять решение уравнения

$$Re\left(\frac{1}{z_{\psi}(\eta)}\right) = 1 \tag{8.4}$$

Графически решениям (8.4) соответствуют точки пересечения C_{ψ} с окружностью C_M, являющейся образом окружности импедансов, для которых $Re\left(z^{-1}\right) = 1$. В зависимости от значения ψ уравнение (8.4) может иметь разное число корней η_i: один, два или ни одного.

Если ограничиться значениями $\theta < 180°$ (такой выбор способствует расширению полосы частот согласования), то в случае одного корня последовательный элемент Г-образного четырёхполюсника можно заменить всего лишь одним отрезком длинной линии. При этом подключение параллельного элемента не требуется (поскольку окружности касаются друг друга в точке $0 + j0$).

Два корня соответствуют двум возможным заменам последовательного элемента (например, реактивности jX_b на рисунке 8). Они отличаются электрической длиной. В этом случае необходимо добавить параллельный элемент, чтобы добиться согласования (см. подраздел 7.3).

Отсутствие корней говорит о том, что Г-образный четырёхполюсник нельзя заменить одним или двумя отрезками длинной линии, так чтобы обеспечить согласование.

В случае двух корней нужно иметь в виду, что необходимый импеданс параллельного элемента **никогда** не совпадает с импедансом, рассчитанным для Г-образного четырёхполюсника на сосредоточенных элементах, что видно на рисунке 23.

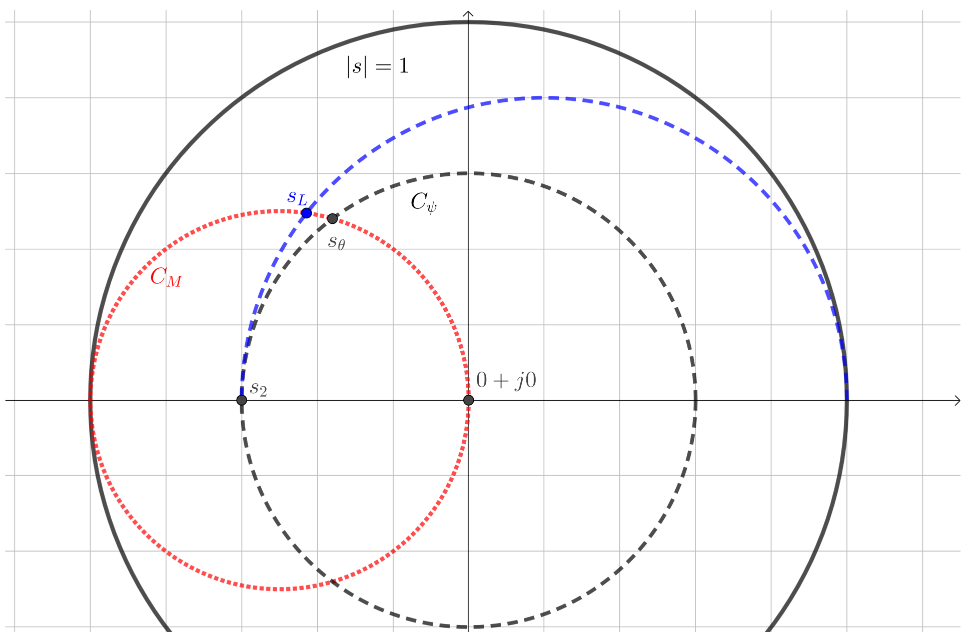

Рисунок 23 – Трансформация импеданса с помощью отрезка длинной линии

Действительно, если последовательная сосредоточенная индуктивность трансформирует s_2 в s_L, то отрезок длинной линии переводит s_2 в s_{θ}, всегда отличную от s_L. Следовательно, и импеданс параллельного элемента Г-звена, выполненного в виде отрезка линии примет новое значение.

8.1.2 Замена последовательного контура (для ЦК на рисунке 13)

Полуволновый отрезок линии ($\theta_{\text{в}} = 180°$) эквивалентен последовательному колебательному контуру в одной точке независимо от значения ψ. На s-плоскости это точка касания окружностей C_{ψ} и C_{LC}, где C_{LC} – окружность коэффициентов отражения от последовательного соединения L, C и $R = R_{\text{г}}$ (Рисунок 24).

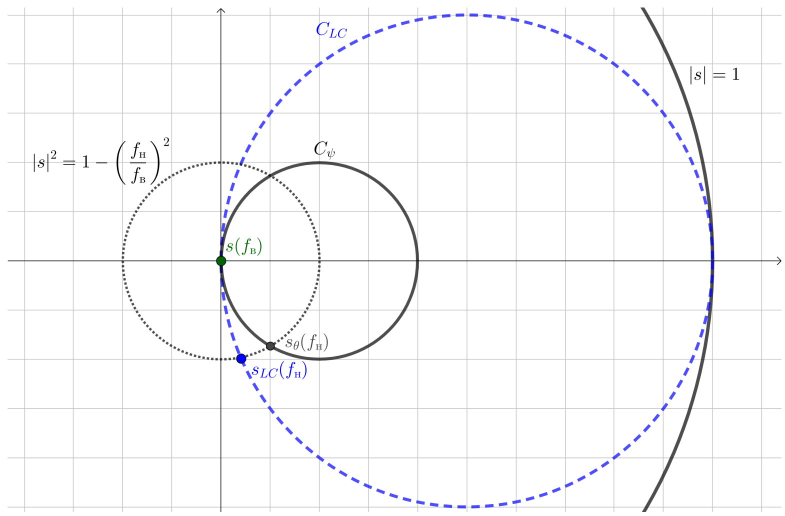

Рисунок 24 – ЦК с отражением: рассогласование на $f_н$ с помощью полуволнового отрезка длинной линии

Второе условие накладывается на частоте $f_н$:

$$1 - \left(\frac{f_н}{f_в}\right)^2 = \left|\frac{z_\psi\left(\eta_н\right) - 1}{z_\psi\left(\eta_н\right) + 1}\right|^2, \tag{8.5}$$

где $\eta_н = \mathrm{tg}\left(\pi \frac{f_н}{f_в}\right)$. Корень этого уравнения ψ обеспечит потери рассогласования на $f_н$ распределённой ЦК те же, что и у сосредоточенной цепи.

8.1.3 Замена диссипативной цепи коррекции (для ЦК на рисунке 18)

Если, пользуясь результатом предыдущего пункта, взять полуволновый отрезок в качестве замены последовательного контура диссипативной ЦК (Рисунок 18), то его нормированное волновое сопротивление ψ_b находится из уравнения

$$\left(\frac{f_н}{f_в}\right)^2 = \frac{r_{\psi_b}}{r_{\psi_b}^2 + x_{\psi_b}^2}, \tag{8.6}$$

где $r_{\psi_b} + jx_{\psi_b} = z_{\psi_b}\left(\eta_н\right)$.

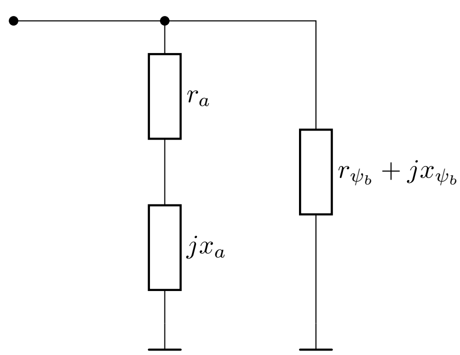

Рисунок 25 – ЦК с поглощением, нагруженная на $R = R_г$:

Чтобы цепь коррекции представляла собой цепь постоянного входного сопротивления, реактивный элемент jx_a заменяются разомкнутым полуволновым отрезком с нормированным волновым сопротивлением ψ_a, причём

$$\psi_a = \frac{1}{\psi_b - \psi_b^{-1}}. \tag{8.7}$$

Омическое сопротивление r_a получает новое значение по сравнению с цепью на сосредоточенных элементах:

$$r_a = \frac{1}{1-\psi_b^{-2}}. \tag{8.8}$$

Замена jx_a полуволновым отрезком имеет два недостатка по сравнению с параллельным контуром на рисунке 18. Во-первых, при убывании частоты, начиная со значения $\frac{f_\text{в}}{2}$, $\left|s_{21}^{\text{ЦК}}\right|$ начинает расти, то есть вне основной полосы пропускания каскад будет иметь значительное усиление. Во-вторых, в этом случае значительно снижается положительный эффект оказываемый r_a на устойчивость усилителя вне полосы $[f_\text{н}, f_\text{в}]$.

Чтобы в какой-то мере компенсировать эти недостатки, можно отказаться от строгого постоянства входного сопротивления во всей полосе частот и заменить jx_a параллельным соединением двух отрезков линий, короткозамкнутым и разомкнутым, имитирующими соответственно индуктивность и ёмкость параллельного контура.

8.2 S-матрица отрезка линии передачи

Матрица рассеяния отрезка линии угловой электрической длины θ, согласованного с генератором и нагрузкой ($\psi = 1$), имеет очень простой вид

$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{pmatrix} \tag{8.9}$$

Для случая $\psi \neq 1$ удобно ввести следующие обозначения:

$$h = e^{-j\theta} \tag{8.10}$$

$$\sigma = \frac{\psi-1}{\psi+1} \tag{8.11}$$

Этот приём способствует компактной записи матрицы рассеяния:

$$S = \frac{1}{1-h^2\sigma^2} \begin{pmatrix} \sigma\left(1-h^2\right) & h\left(1-\sigma^2\right) \\ h\left(1-\sigma^2\right) & \sigma\left(1-h^2\right) \end{pmatrix} \tag{8.12}$$