

# ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

## Часть 1 Режимы работы длинной линии без потерь

С.Н. Песков, директор МВКПК, к.т.н.

*На форуме журнала «ТелеСпутник» часто в том или ином виде затрагиваются вопросы метрологии (как аналоговых, так и цифровых сигналов) и теории передачи сигналов (чаще – с фильтрацией). При этом довольно часто задающий вопрос и отвечающие разговаривают между собой или не совсем корректно и однозначно, или на разных технических языках, что обусловлено как использованием жаргонного сленга, так и не полным пониманием того или иного обсуждаемого вопроса.*

*Близкая аналогичная ситуация наблюдается и на лекциях московских высших курсов повышения квалификации (МВКПК).*

*В связи с этим редакция журнала совместно с представителями МВКПК договорились о ряде публикаций, посвященных вопросам метрологии. Предварительно же кратко будут рассмотрены основы теории длинных линий и фильтрующих устройств.*

Изложение материалов по метрологии и теории передачи сигналов практически невозможно без кратких математических формул. Постараемся все материалы излагать в предельно доступном виде с минимальным количеством формул, представляемых без доказательств.

**Понятие длинной линии передачи.** Большинство читателей знает, что ТВ вещание (в общем случае как по кабелю, так и по эфиру) ведется на высоких частотах, т.е. в диапазоне частот 50-3000 МГц. Для передачи ТВ сигнала на значительные расстояния необходима среда распространения. Под ВЧ *линией передачи* понимается устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных колебаний и направляющее поток электромагнитной энергии в заданном направлении (например, традиционный коаксиальный кабель). Источником электромагнитных колебаний может служить, например, генератор, подключенный к линии передачи, приемная антенна, головная станция (ГС) и т.п. Нагрузкой линии передачи может служить передающая антенна, усилитель, телевизор и т.п.

Что же понимают под длинной линией? Однозначного ответа тут нет. Некоторые источники указывают, что под длинной линией передачи следует понимать такую линию, размеры которой существенно превышают длину волны в линии -  $\lambda$ . Другие источники указывают, что длинной линией уже можно именовать любую линию передачи, длина которой  $> 0,1\lambda$ . Скорее всего, данное определение ближе к истине.

Длина колебания  $\lambda$  связана с частотой  $f$  простой зависимостью:

$$\lambda_{[м]} = \frac{300}{f_{[МГц]}} \quad (1)$$

Например, для частоты 50 МГц (ТВК-1)  $\lambda = 6$  м. Физически это означает, что любая линия длиной свыше 60 см уже будет являться длинной линией. Для частоты 1 ГГц  $\lambda = 30$  см, а длинной линией будет считаться отрезок свыше 3 см. Все радиотехнические элементы – резисторы, индуктивности и конденсаторы – в электрических цепях соединяются с помощью проводников, длина которых должна быть много меньше длины волны сигнала  $\lambda$  (порядка  $0,01\lambda$ ). В противном случае сам проводник становится реактивным элементом, существенно влияющим на параметры цепи. Например, отрезок провода диаметром в 1 мм обладает индуктивностью порядка 1 нГ, а индуктивное сопротивление такого провода длиной всего в 10 мм составляет 62,8 Ом, что практически сравнимо с самим характеристическим сопротивлением тракта передачи в 75 Ом.

Любая длинная линия (для конкретности рассуждений, в дальнейшем под линией передачи следует понимать коаксиальный кабель, как наиболее классический случая в СКТ) характеризуется рядом параметров, которые будут рассмотрены ниже.

**Характеристическое сопротивление длинной линии.** Упрощенная схема любой длинной линии может быть представлена в виде, как это показано на рис.1. Здесь  $R_n$  - погонное омическое сопротивление потерь<sup>1</sup> (Ом/м),  $L$  и  $C$  – погонные индуктивность (Гн/м) и емкость (Ф/м). Погонные индуктивность и емкость опреде-

<sup>1</sup> Очевидно, чем меньше  $R_n$ , тем меньше погонные потери длинной линии передачи (например, кабеля)

ляются конструктивными особенностями линии передачи (например, кабеля, погонная емкость которого обычно лежит в пределах 48-56 пФ/м). Характеристическое (или волновое) сопротивление линии передачи определяется именно этими конструктивными параметрами:

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

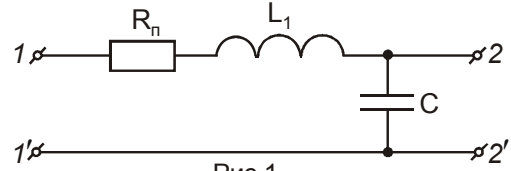


Рис.1

Читателю предлагается самому посмотреть параметры используемого им кабеля и убедиться в справедливости выражения (2).

**Входное сопротивление линии передачи** зависит как от импеданса нагрузки (рис.2), так и от плоскости, в которой осуществляется измерение (т.е. от расстояния  $x$ , см. рис.2). Бездоказательно запишем выражение для входного сопротивления длинной линии с характеристическим сопротивлением  $R_0$ , нагруженной на комплексное сопротивление  $Z_H$ :

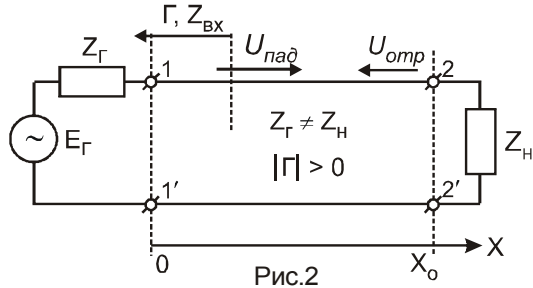


Рис.2

$$Z_{ex} = R_0 \frac{Z_H + jR_0 \operatorname{tg} \beta \ell}{R_0 + jZ_H \operatorname{tg} \beta \ell} \quad (3)$$

где:  $\beta = 2\pi / \lambda$  - фазовая постоянная;

$\ell = x_0 - x$  - длина длинной линии (плоскость отсчета), отсчитываемая от плоскости включения нагрузки (см. рис.2).

В общем случае, для разных плоскостей отсчета (рис.3)  $Z_{Bx.1} \neq Z_{Bx.2} \neq Z_{Bx.3}$ . Таким образом, передвигаясь в плоскости сечения длинной линии от  $Z_H$  в направлении к генератору (см. рис.2), ее входное сопротивление (импеданс) будет изменяться по формуле (3). В некоторых плоскостях оно будет носить емкостной характер, в некоторых – индуктивный, а в некоторых будет обладать чисто активным сопротивлением. Важно отметить, что через длины путей, кратные  $\lambda/2$ , численное значение входного сопротивления длинной линии (импеданса) будет повторяться.

**Условие постоянства входного сопротивления длинной линии.** Обратимся к формуле (3) более внимательно и поставим условие, что комплексное сопротивление нагрузки  $Z_H$  равно характеристическому сопротивлению длинной линии, т.е.  $Z_H = R_0$ . Такая линия именуется согласованной. Входное сопротивление такой длинной линии будет чисто активным (отсутствуют реактивные составляющие) и равным сопротивлению нагрузки (соответственно и характеристическому сопротивлению линии передачи) вне зависимости от плоскости отсчета (рис.2,3), т.е.  $Z_{Bx} = R_{Bx} = R_0 = R_H$ .

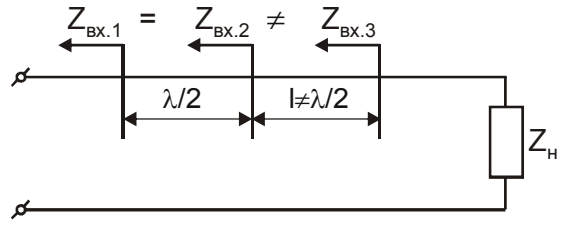


Рис.3

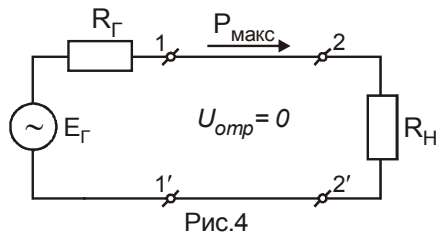


Рис.4

**Условие максимальной передачи мощности** от генератора к нагрузке (рис.4) выражается простым определением: сопротивление нагрузки  $R_H$  должно равняться сопротивлению генератора  $R_G$ , т.е.  $R_H = R_G$ . В телевизионной технике принято волновое (характеристическое) сопротивление 75 Ом. Иными словами это означает, что все входные и выходные сопротивления любых активных или пассивных устройств должны быть чисто активными (т.е. не содержать реактивных составляющих) и равными 75 Ом.

В общем же случае сопротивления нагрузки и генератора являются комплексными величинами, отличными от 75 Ом<sup>2</sup>, т.е.

$$\begin{aligned} Z_G &= R_G \pm jX_G \neq 75 \text{ Ом} \quad \text{и} \\ Z_H &= R_H \pm jX_H \neq 75 \text{ Ом} \end{aligned} \quad (4)$$

Полное сопротивление ( $Z$ ) часто называют импедансом. Условие полного согласования для такого общего случая записывается в виде:

<sup>2</sup> На практике всегда стремятся получить идеальное согласование (75 Ом), что является сложной задачей, особенно в широком частоте диапазон.

$$Z_H = Z_G^* \quad (5)$$

Звучит это так: импеданс нагрузки должен быть равен комплексно сопряженному значению импеданса генератора, т.е.

$$Z_H = R_H + jX_H = R_G - jX_G = Z_G^* \quad (6)$$

Например, если импеданс источника сигнала (генератора) носит индуктивный характер, то импеданс нагрузки должен обладать емкостным характером и наоборот. Только и только в этом случае мощность сигнала, вырабатываемая генератором, будет полностью поступать в нагрузку.

**Работа источника сигнала с согласованной длинной линией передачи (рис.5).** Исходя из выше рассмотренного материала, из опыта практической работы и даже из простейших логических рассуждений легко сделать вывод, что входное сопротивление согласованной длинной линии (т.е. на клеммах 2-2', рис.5) всегда будет равно выходному сопротивлению источника сигнала (например, усилителя), т.е.  $R_{\Gamma} = R_O = R_{\text{вх}}$ . Если такую линию нагрузить на согласованную нагрузку  $R_H = R_O = R_{\Gamma}$ , то в эту нагрузку будет поступать максимальная мощность от источника сигнала.

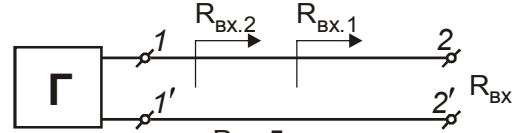


Рис.5

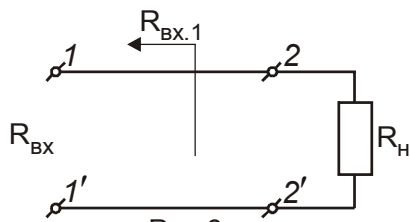


Рис.6

Совершенно аналогично будет вести себя согласованная линия, включенная на согласованную нагрузку (рис.6). Входное сопротивление такой линии передачи в любой плоскости будет равно сопротивлению согласованной нагрузки, т.е.  $R_{\text{вх}} = R_O = R_H$ .

Рассмотрим доказательство формулы (5) на самом простом численном примере расчета. Допустим, что напряжение источника сигнала (рис.4)  $E_{\Gamma} = 1$  В, а его внутреннее сопротивление  $R_{\Gamma} = 75$  Ом. Требуется рассчитать мощность, поступающую в нагрузку с сопротивлением, изменяющимся от 7,5 Ом до 750 Ом.

Рис.7

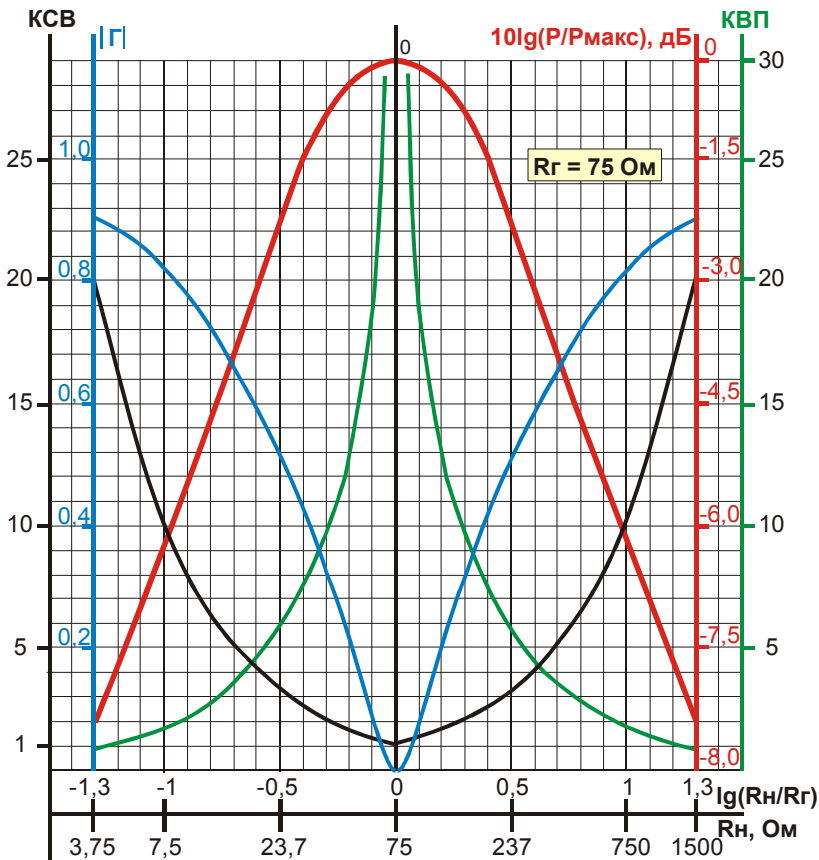


Рис.7

Мощность, выделяемая на нагрузке, определяется простым выражением:

$$P_{\text{н}} = R_{\text{н}} \cdot I^2 = R_{\text{н}} \frac{E_{\text{г}}^2}{(R_{\text{г}} + R_{\text{н}})^2} \quad (7)$$

Предлагаем заинтересованным читателям сами подставить в выражение (7) любые численные значения и убедиться в справедливости выражения (5). Максимальная мощность, развиваемая на нагрузке, определится по формуле ( $R_{\text{н}} = R_{\Gamma}$ ):

$$P_{\text{макс}} = \frac{E_{\text{г}}^2}{4R_{\text{н}}} = \frac{E_{\text{г}}^2}{4R_{\text{г}}} = \frac{E_{\text{г}}^2}{4R_0} \quad (8)$$

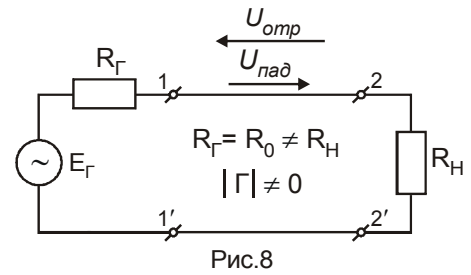
Для нашего численного примера расчета  $P_{\text{макс}} = 3,33$  мВт. Для «ленивых» читателей на рис.7 представлена зависимость потерь по мощности ( $10\lg(P/P_{\text{макс}})$ , дБ) в зависимости от отношения сопротивлений нагрузки и генератора (красная кривая). Все кривые на рис.7 представлены для общего случая, т.е. для любых значений  $R_{\text{н}}$  и  $R_{\Gamma}$ .

**Работа линии на рассогласованную нагрузку** является наиболее частым практическим случаем (рис.8). Действительно, на практике сложно создать требуемое устройство (например, широкополосный усилитель) с постоянным частотно независимым входным и выходным сопротивлением (т.е.  $R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = 75$  Ом). Большой частью на практике встречаются случаи, когда  $R_{\Gamma} \neq R_{\text{н}} \neq R_0$ . Для простоты рассуждений более удобно предположить, что сопротивление генератора

равно характеристическому сопротивлению длинной линии, т.е.  $R_\Gamma = R_0$  (рис.8). В этом случае, в плоскости сечений 1-1' и 2-2' входные сопротивления всегда останутся неизменными (по отношению к генератору) и равными  $R_0$  (для линии без потерь).

**Коэффициент отражения.** В рассогласованной линии передачи не вся номинальная мощность генератора будет поступать в нагрузку. Часть мощности (в зависимости от степени рассогласования) будет отражаться от сопротивления нагрузки  $R_H$ . Степень рассогласования такой линии характеризуется *коэффициентом отражения* –  $\Gamma$ :

$$|\Gamma| = \frac{U_{отр}}{U_{пад}} \leq 1 \quad (9)$$



При наличии рассогласования в линии передачи ( $R_\Gamma \neq R_H$ ) часть мощности отражается обратно в направлении к генератору (рис.8,  $U_{отр}$ ). В общем случае коэффициент отражения  $\Gamma$  является комплексной величиной (характеризует не только процент отражаемого напряжения, но и фазовый сдвиг между падающей  $U_{пад}$  и отраженной  $U_{отр}$  волнами). Однако на практике в большинстве случаев пользуются только понятием модуля коэффициента отражения –  $|\Gamma|$ . Исходя из физического смысла, модуль коэффициента отражения изменяется в пределах  $0 \leq |\Gamma| \leq 1$  ( $\Gamma > 1$  для нагрузок, обладающих отрицательным сопротивлением, например, туннельные диоды).

Очевидно, что идеальным случаем является  $|\Gamma| = 0$  (режим полного согласования). В этом случае отражения от нагрузки отсутствуют. Наихудшим случаем является работа линии на короткозамкнутую нагрузку ( $R_H = 0$ ) или обрыв линии ( $R_H = \infty$ ). Для таких режимов  $|\Gamma| = 1$  (100% отражения) и амплитуды падающей и отраженной волн равны между собой. Напряжение в такой линии зависит от рассматриваемой плоскости сечения и изменяется от нуля до удвоенной амплитуды падающей волны  $U_{пад}$ . Коэффициент отражения может быть рассчитан через известное сопротивление нагрузки по формуле:

$$|\Gamma| = \left| \frac{R_0 - R_H}{R_0 + R_H} \right| = \left| \frac{75 - R_H}{75 + R_H} \right| \quad (10)$$

**Пример 1.** Рассчитать коэффициент отражения  $|\Gamma|$  для  $R_H = 37,5$  Ом и  $R_H = 150$  Ом.

Решение. Воспользовавшись формулой (7) получаем:

$$|\Gamma_1| = \left| \frac{75 - R_{H1}}{75 + R_{H1}} \right| = \left| \frac{75 - 37,5}{75 + 37,5} \right| = 0,33$$

$$|\Gamma_2| = \left| \frac{75 - R_{H2}}{75 + R_{H2}} \right| = \left| \frac{75 - 150}{75 + 150} \right| = 0,33$$

Как видим, для двух сопротивлений, отличающихся от номинального значения (75 Ом) в 2 раза, коэффициент отражения будет одинаковым. На рис.7 представлена зависимость коэффициента отражения  $|\Gamma|$  от степени рассогласования между сопротивлениями генератора и нагрузки.

Существуют и другие критерии оценки степени рассогласования.

**Коэффициент стоячей волны.** Существование отражений на несогласованной линии вызывает появление стоячих волн, поскольку напряжения узлов и пучностей возникают в постоянных точках. Коэффициент стоячей волны – КСВ (SWR)<sup>3</sup> – это отношение точки с максимальным напряжением к точке с минимальным напряжением:

$$K_{cm.U} = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (11)$$

Для случая  $|\Gamma| = 0,33$  (см. пример 1),  $K_{ст.U} = 2,0$ . Коэффициент стоячей волны наиболее часто измеряется измерительными отечественными приборами, его понятие широко распространено в России. На рис.7 для наглядности в дополнение к коэффициенту отражения нанесен и КСВ (кривая черного цвета).

<sup>3</sup> Строго говоря, коэффициент стоячей волны должен записываться как  $K_{ст.U}$ . Такая запись акцентирует внимание, что данный коэффициент (впрочем, как и коэффициент отражения) отсчитывается по напряжению

**Коэффициент бегущей волны** также характеризует степень рассогласования линии передачи и является обратной величиной по отношению к коэффициенту стоячей волны:

$$K_{\text{бв}} = \frac{1}{K_{\text{см.У}}} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}. \quad (12)$$

Так, для  $|\Gamma| = 0,33 \Rightarrow K_{\text{см.У}} = 2,0$  и  $K_{\text{бв}} = 0,5$ . Коэффициент бегущей волны много реже используется на практике в сравнении с коэффициентом стоячей волны.

Эти коэффициенты, исходя из своих определений, лежат в пределах:

$$0 \leq |\Gamma| \leq 1; \quad 0 \leq K_{\text{бв}} \leq 1; \quad 1 \leq K_{\text{см.У}} < \infty. \quad (13)$$

Если коэффициент отражения отражает физический смысл доли отраженной мощности (например, в процентах), то коэффициент бегущей волны отражает долю поглощаемой мощности по отношению к предельно возможному значению (режим полного согласования). Численные значения коэффициента стоячей волны лежат в значительно большем диапазоне, что и обусловило его широкое практическое распространение.

**Коэффициент возвратных потерь  $R$**  в отечественных нормативных документах именуется затуханием несогласованности. Данный коэффициент очень распространен на практике в зарубежной литературе. Выражается в децибелах и связан с рассмотренными коэффициентами зависимостями:

$$R_{[\text{дБ}]} = 20 \lg |\Gamma|^{-1} = 20 \lg \left( \frac{K_{\text{см.У}} + 1}{K_{\text{см.У}} - 1} \right). \quad (14)$$

Он иногда выражается и с отрицательным значением, т.е.  $R = 20 \lg |\Gamma|$ . Лучшим согласованием обладают устройства, характеризующиеся большим численным значением (положительным или отрицательным) коэффициента возвратных потерь  $R$ , выраженным в дБ. Для общности рассмотрения, на рис.7 изображена также и зависимость коэффициента возвратных потерь (КВП, зеленая кривая).

**Потери на рассогласование.** Не идеально согласованное устройство обладает потерями на рассогласование, характеризующимся рабочим затуханием  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вх}}(1 - |\Gamma|^2)} = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \geq 1, \quad (15)$$

$$\alpha_{[\text{дБ}]} = 10 \lg \left( \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \right).$$

В табл.1 приведены сравнительные характеристики коэффициентов согласования при их различных численных значениях. В той же табл.1 представлены коэффициенты рабочих затуханий.

**Таблица 1**

$R$ , дБ	6	8	10	14	16	18	20	26
$ \Gamma $ , ед	0,5	0,4	0,32	0,2	0,16	0,13	0,1	0,05
$K_{\text{см.У}}$ , ед	3,0	2,33	1,94	1,5	1,38	1,29	1,22	1,11
$\alpha$ , дБ	1,26	0,86	0,46	0,18	0,11	0,07	0,04	0,01

Следует отметить, что некоторые зарубежные производители оборудования для СКТ не заявляют коэффициент возвратных потерь  $R$ , а указывают класс изделия. В табл.2 представлены требуемые значения коэффициентов возвратных потерь  $R$ , регламентируемые CE-NELEC EN50083-4.

**Таблица 2**

Класс	Частотный диапазон, МГц	$R$ , дБ
А	5-40	$\geq 22$
	40-1750	$\geq 22 - 1,5$ дБ/октава, но $\geq 14$
	1750-3000	14 с линейным понижением до 10
В	5-40	$\geq 18$
	40-1750	$\geq 18 - 1,5$ дБ/октава, но $\geq 10$

	1750-3000	10 с линейным понижением до 6
C	5-40	$\geq 14$
	40-1750	$\geq 14 - 1,5 \text{ dB/октава}$ , но $\geq 10$
	1750-3000	10 с линейным понижением до 6
D	5-1750	$\geq 10$
	1750-3000	10 с линейным понижением до 6

**Полезные выводы и рекомендации.** Не вдаваясь в рассуждения, приведем ряд полезных практических выводов:

1. Активные устройства (например, усилители) в большинстве случаев на практике обладают худшим согласованием, чем пассивные устройства. Это объясняется сильной частотной зависимостью входных и выходных импедансов используемых транзисторов и микросхем, а также наличием в них реактивных составляющих.
2. Идеальным согласованием обладают согласованные нагрузки (75 Ом).
3. Практически отличным согласованием считается изделие, обладающее  $KCB < 1,1$ .
4. Очень хорошим согласованием обладают резистивные аттенюаторы. Например, аттенюатор с ослаблением в 20 dB фактически является отличной согласованной нагрузкой ( $KCB < 1,1 \dots 1,15$ ).
5. Фиксированные аттенюаторы обладают много лучшим согласованием ( $R = 22 \dots 26 \text{ dB}$ ) в сравнении с переменными аттенюаторами ( $R = 10 \dots 16 \text{ dB}$ ).
6. От монтажника зависит качество разделки кабеля на кабельные насадки. В значительной степени от качества разделки кабеля зависит величина коэффициента отражения  $\Gamma$ .
7. Плохая разделка кабеля приводит к росту коэффициента отражения  $\Gamma$ , что может вызвать наличие повторов изображения на экранах телевизоров или приведет к невозможности чтения цифровых пакетов.
8. Коэффициент отражения  $\Gamma$  является в общем случае комплексной величиной. С ростом  $|\Gamma|$  растут потери на отражение. Однако, рост таких потерь менее значим для практических условий эксплуатации в сравнении с ростом реактивной (мнимой) составляющей. Именно мнимая реактивность (емкостная или индуктивная) приводит к резкому изменению фазы сигнала, что в ряде случаев вызывает невозможность читаемости (раскрываемости) цифровых пакетов.
9. В большинстве случаев с ростом частоты коэффициент отражения увеличивается. Часто зарубежные производители заявляют коэффициент возвратных потерь только в нижней точке рабочего диапазона частот (например,  $R \geq 18 \text{ dB}$ ). Но дают примечание, что коэффициент возвратных потерь (Return Loss) снижается с ростом частоты на 1 dB на октаву (возможна и другая скорость снижения, например, 1,5 dB/октава). Это означает, что при каждом удвоении частоты (например, с 50 МГц до 100 МГц) R понижается на 1 dB (или на 1,5 dB). Так, для диапазона 50-800 МГц снижение R составит 4 dB (или 6 dB). Если на нижней частоте значение R составляет 18 dB (это считается хорошим согласованием, см. табл.2), то в верхней точке рабочего диапазона частот R может не превышать 12...14 dB.

## ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

### Часть 2 Разомкнутая и замкнутая линия как колебательный контур

С.Н. Песков, директор МВКПК, к.т.н.

*В первой части статьи были рассмотрены два основных режима работы длинной линии без потерь: режим бегущей волны (условие максимальной передачи мощности в нагрузку) и режим смешанных волн (практический режим работы).*

*В настоящей части рассматривается режим стоячей волны, характеризующийся полным отражением падающей волны. Исходя из такой особенности даются практические рекомендации по расчету и построению простых избирательных фильтров.*

*Для читателей, слабо знакомых с основами радиотехники, даются основные свойства последовательного и параллельного колебательных контуров.*

**Краткое напоминание пройденного материала.** В Части 1 [1] были рассмотрены длинные линии, введено понятие согласования и установлены условия максимальной передачи мощности в нагрузку. Напомним, что входное сопротивление длинной линии, нагруженной на комплексное сопротивление  $Z_n$  определяется по формуле:

$$Z_{\text{вх}} = R_0 \frac{Z_n + jR_0 \operatorname{tg} \beta \ell}{R_0 + jZ_n \operatorname{tg} \beta \ell}, \quad (1)$$

где:  $\beta = 2\pi / \lambda$  - фазовая постоянная;

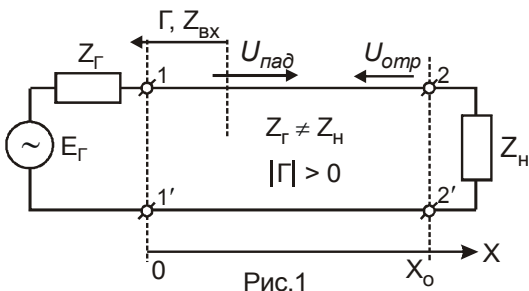


Рис.1

$\ell = x_0 - x$  - длина длинной линии (плоскость отсчета), отсчитываемая от плоскости включения нагрузки (см. рис.1);

$R_0$  - характеристическое (волновое) сопротивление линии передачи (для ТВ техники - 75 Ом).

Входное сопротивление длинной линии может быть выражено и через напряжения падающей ( $U_{\text{пад}}$ ) и отраженной ( $U_{\text{отп}}$ ) волн:

$$Z_{\text{вх}} = R_0 \frac{(U_{\text{пад}} + U_{\text{отп}}) + j(U_{\text{пад}} - U_{\text{отп}}) \operatorname{tg} \beta \ell}{(U_{\text{пад}} - U_{\text{отп}}) + j(U_{\text{пад}} + U_{\text{отп}}) \operatorname{tg} \beta \ell}. \quad (2)$$

Любая рассогласованная линия передачи характеризуется коэффициентом отражения<sup>4</sup>, в общем случае являющимся комплексной величиной, зависящей от плоскости отсчета (см. рис.1):

$$\Gamma = \frac{U_{\text{отп}}(x)}{U_{\text{пад}}(x)} = \Gamma_n e^{-j2\beta \ell} = \Gamma_n e^{-j4\pi \ell / \lambda}. \quad (3)$$

Попробуем теперь еще раз акцентировать внимание читателей на физическом смысле длинной линии. Важно представить себе, что руководствуясь физическими представлениями (в полной аналогии со звуковыми, радио и световыми волнами) можно обоснованно предположить, что вдоль линии от генератора к нагрузке будет двигаться падающая волна напряжением

$$U(t, x) = E_e \cos(\omega t - \beta x). \quad (4)$$

Таким образом, принципиальное отличие длинных линий согласно (4) будет заключаться в том, что мгновенное значение напряжения в линии  $U(t, x)$  зависит от двух аргументов (а не одного аргумента) - времени  $t$  и пространственной координаты (плоскости отсчета) -  $x$ .

Напомним основные положения о длинных линиях, рассмотрим теперь свойства разомкнутых и замк-

<sup>4</sup> Напоминаем, что мы рассматриваем линию без потерь



нутых идеальных длинных линий без потерь.

**Разомкнутая линия.** В этом случае (рис.2) ток, протекающий через нагрузку, равен нулю ( $I_H = 0$ , т.к.  $I_H = E/R_H = E/\infty=0$ ) и энергетические соотношения запишутся в виде:

$$U = U_n \cos(\beta\ell) \quad , \quad I = j(U_n / R_0) \sin(\beta\ell) \quad , \quad (5)$$

$$Z = U / I = -jR_0 \operatorname{ctg}(\beta\ell) = jX_{\text{вх}} \quad (6)$$

Из рассмотрения рис.1, на котором показаны эпюры напряжения, тока и входного сопротивления, можно сделать некоторые выводы:

- ✓ в линии, разомкнутой на конце, устанавливается режим стоячей волны. Напряжение, ток и входное сопротивление вдоль линии изменяются по периодическому закону с периодом  $\lambda/2$ ;
- ✓ модуль коэффициента отражения  $|\Gamma| = 1$ ;
- ✓ мощность в нагрузке  $P_H = 0$ ;
- ✓ мощность отраженной волны  $P_{\text{отр}} = P_{\text{над}}$ ;
- ✓ амплитуда напряжения вдоль линии  $U = 2U_{\text{над}} \cos(\beta\ell)$ ;
- ✓ активная составляющая входного сопротивления  $R = 0$ ;

лени  $R = 0$ ;

- ✓ входное сопротивление разомкнутой линии является чисто мнимым (т.е. реактивным) за исключением точек с координатами  $\ell = n \cdot \lambda/4$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;
- ✓ если длина разомкнутой линии меньше  $\lambda/4$ , то такая линия эквивалентна емкости;
- ✓ разомкнутая на конце линия длиной  $\ell = \lambda/4$  эквивалентна последовательному резонансному контуру на рассматриваемой частоте и имеет нулевое входное сопротивление (резонанс напряжений);
- ✓ линия, длина которой лежит в интервале от  $\lambda/4$  до  $\lambda/2$  эквивалентна индуктивности;
- ✓ разомкнутая на конце линия длиной  $\lambda/2$  эквивалентна параллельному резонансному контуру (резонанс токов) на рассматриваемой частоте и имеет бесконечно большое входное сопротивление.

**Замкнутая линия** (рис.3). По-существу, все свойства коротко замкнутой идеальной линии без потерь дуальны (т.е. противоположны) разомкнутой линии. В этом случае напряжение на нагрузке равно нулю ( $U_H = 0$ ). Используя выводы по разомкнутой линии, нетрудно самостоятельно сделать выводы о трансформирующих свойствах короткозамкнутой линии (в качестве упражнения). Отметим лишь, что в замкнутой линии также устанавливается режим стоячей волны. Отрезок короткозамкнутой линии длиной  $\lambda/4$ <sup>5</sup> имеет индуктивный характер входного сопротивления, а при длине  $\lambda/4$  такая линия имеет бесконечно большое входное сопротивление на рабочей частоте. Это свойство короткозамкнутого четвертьволнового отрезка широко используется при построении полосовых фильтров.

Перед тем, как показать примеры практического использования отрезков замкнутых и разомкнутых линий, логично очень кратко остановиться на основных свойствах последовательного и параллельного колебательного контуров (аналоги линий передачи с длиной  $\lambda/4$ ).

<sup>5</sup> Полезно заметить, что длина волны в линии передачи с диэлектриком (например, в коаксиальном кабеле) меньше, чем в свободном пространстве (или в линии передачи с воздушным заполнением) в  $\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}$  раз, где  $\epsilon_{\text{эф}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость используемого диэлектрика. Например, для полиэтилена  $\lambda_{\text{к}} = 0,85\lambda$ .

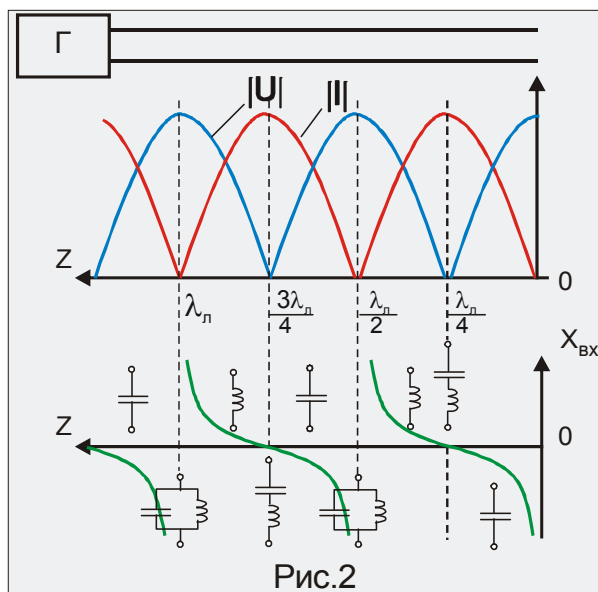


Рис.2

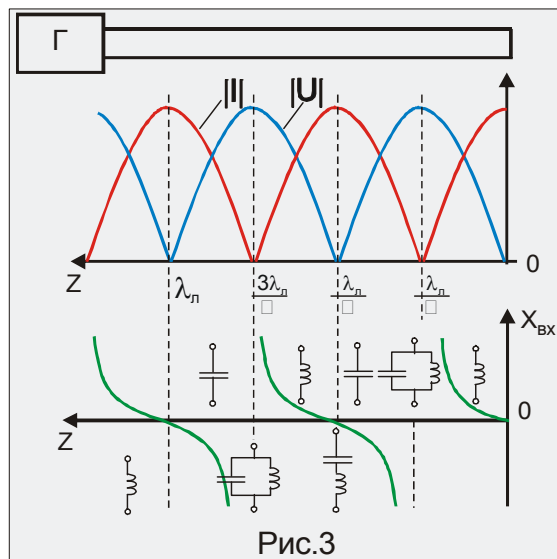


Рис.3



Последовательная цепь

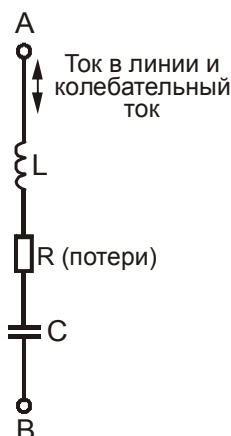


Рис.4

**Последовательный колебательный контур.** Настраиваемые резонансные цепи (большинство таких цепей состоят из катушек индуктивностей и емкостей) используются для генерирования переменного напряжения определенной частоты, а также с целью выделения желаемой частоты или полосы частот из спектра. На рис.4 показана схема последовательного колебательного контура, включающего в свой состав сопротивление потерь. На практике большими потерями обладают катушки индуктивности (омические потери проводника) в сравнении с конденсаторами (потери в его диэлектрике).

В отсутствие резонанса последовательная цепь обладает высоким импедансом по отношению к напряжению, приложенному к цепи между точками A и B. Этот импеданс представляет собой сумму реактивных сопротивлений (индуктивности и емкости) на рабочей частоте плюс активное сопротивление потерь. Напомним, что реактивные сопротивления катушки индуктивности  $X_L$  и емкости  $X_C$  определяются по формулам<sup>6</sup>:

$$X_L = \omega L \quad \text{и} \quad X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (7)$$

Импеданс (т.е. полное сопротивление) последовательного колебательного контура может быть записан в простом виде:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (8)$$

где: R – активные сопротивления компонентов, Ом;

$\omega = 2\pi f$  – круговая частота, Гц;

L – индуктивность, Гн;

C – емкость, Ф.

При резонансе реактивные компоненты компенсируют друг друга (т.е.  $\omega L = 1/\omega C$  и  $\omega L - 1/\omega C = 0$ ) и импеданс падает до величины, равной активному сопротивлению R, а ток в цепи становится максимальным. На рис.5 показаны кривые отклика последовательной и параллельной цепей в окрестностях резонанса.

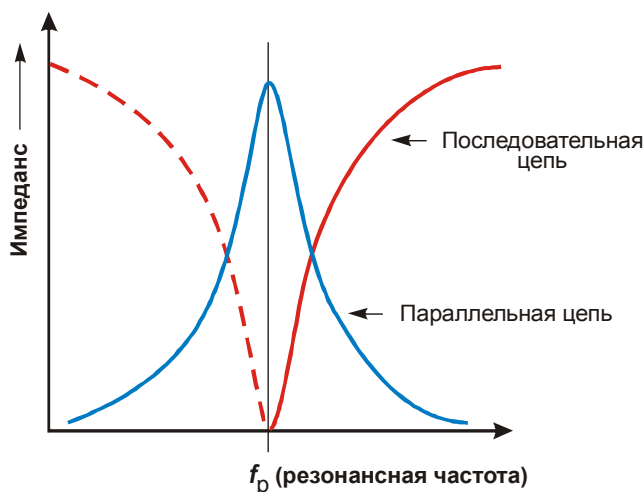


Рис.5

Из формулы (8) видно, что при резонансе импеданс последовательного колебательного контура равен R, а для идеального последовательного контура импеданс на резонансной частоте равен нулю (т.к. R = 0).

Резонансная частота последовательного и параллельного колебательного контуров вычисляется по одной формуле:

Параллельная цепь

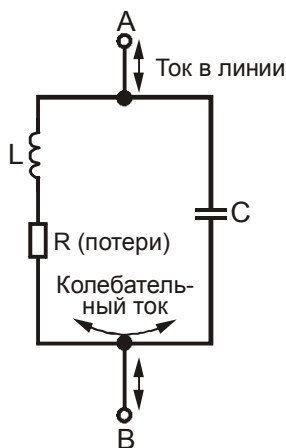


Рис.6

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

**Параллельный колебательный контур.** Схема параллельного колебательного контура представлена на рис.6. При параллельном резонансе используются те же формулы и те же вычисления, что и в последовательной цепи, причем импеданс параллельного колебательного контура при резонансе также является активным, а ток, протекающий в замкнутой цепи контура, создает максимальное падение напряжения на индуктивности и емкости. Следовательно, при резонансе ток во внешней цепи минимальный. Импеданс при резонансе параллельного колебательного контура определяется по формуле:

$$Z = \frac{L}{CR} \quad (10)$$

Из формулы (10) видно, что импеданс идеального параллельного колеба-

<sup>6</sup> Для простоты рассуждений мнимые составляющие опущены, т.к. не все читатели могут знать высшую математику в требуемом объеме

тельного контура (т.е. без потерь) при резонансе равен бесконечности (напомним, что последовательного контура – нулю).

Следует добавить, что добротности реактивных элементов определяются по формулам:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad \text{и} \quad Q = \frac{1}{\omega CR} . \quad (11)$$

**Особенности длинных линий.** В завершение теоретических рассмотрений полезно еще раз акцентировать внимание читателей на особенностях длинных линий.

1. Отличие в анализе цепей распределенного типа от цепей сосредоточенного типа состоит в следующем:

-в цепях распределенного типа мгновенное значение напряжения  $U(t,x)$  зависит от двух аргументов – времени  $t$  и пространственной координаты  $x$ ; основой анализа являются падающие и отраженные волны, распространяющиеся в линии передач; свойства цепи оцениваются как с помощью коэффициента отражения, так и комплексного сопротивления;

-в цепях сосредоточенного типа мгновенное напряжение  $U(t)$  и ток  $I(t)$  зависят только от времени  $t$ ; основой анализа являются полные значения напряжений и токов; свойства цепи оцениваются только с помощью комплексного сопротивления.

2. Цепи распределенного типа являются периодическими структурами, свойства которых повторяются через интервалы длины линии  $\ell = \lambda/2$ .

3. При коротком замыкании на конце линии (рис.3), ее входное сопротивление в зависимости от длины  $\ell$  меняется по закону тангенса и соответствует одному из четырех состояний согласно рис.7. Эквивалентные

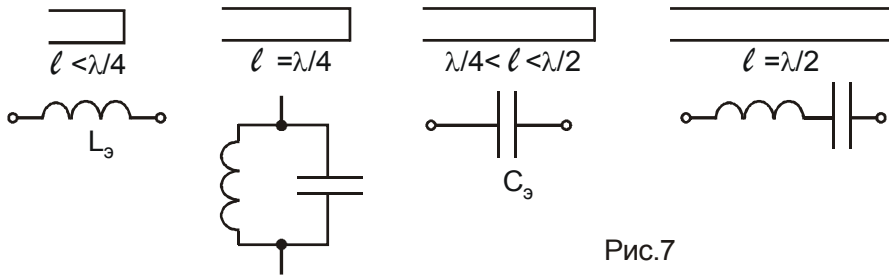


Рис.7

индуктивность и емкость:

$$L_3 = |X|/\omega = R_0 \operatorname{tg}(\beta\ell) / 2\pi f, \quad \text{для } 0 < \ell < \lambda/4;$$

$$C_3 = 1/|X|\omega = 1/R_0 \operatorname{tg}(\beta\ell) 2\pi f, \quad \text{для } \lambda/4 < \ell < \lambda/2.$$

4. При разомкнутом конце линии (рис.2), ее входное сопротивление в зависимости от длины  $\ell$  меняется по закону котангенса и соответствует одному из четырех состояний согласно рис.8. Эквивалентные индуктивность и емкость:

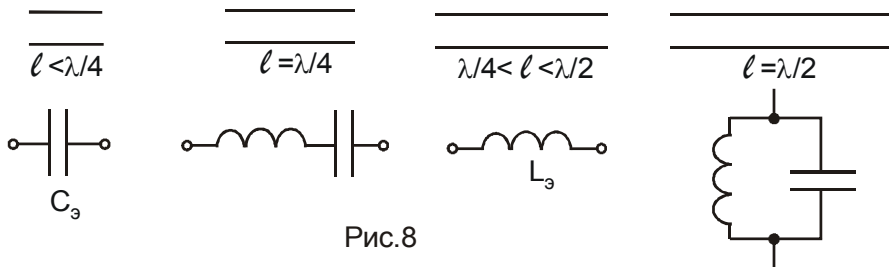


Рис.8

$$L_3 = |X|/\omega = R_0 \operatorname{ctg}(\beta\ell) / 2\pi f, \quad \text{для } \lambda/4 < \ell < \lambda/2;$$

$$C_3 = 1/|X|\omega = 1/R_0 \operatorname{ctg}(\beta\ell) 2\pi f, \quad \text{для } 0 < \ell < \lambda/4.$$

5. Амплитуда напряжения вдоль линии складывается из комплексных амплитуд напряжений падающей

и отраженной волн и имеет волнообразный характер с периодом  $\beta\ell = \pi$  или  $\ell = \lambda/2$ . В результате при короткозамкнутом и разомкнутом конце линии амплитуда напряжения вдоль линии  $U(\ell)$  меняется в пределах от 0 до  $2U_{nad}$  и в линии устанавливается режим стоячей волны. В режиме согласования при нагрузке  $Z_n = R_n = R_0$  амплитуда  $U(\ell) = \text{const}$ .

6. При любой длине линии модуль коэффициента отражения есть величина неизменная, а фаза поворачивается по часовой стрелке на угол  $\theta = 4\pi\ell / \lambda$ .

7. Мощности падающей и отраженной волн можно всегда выразить через модули амплитуд напряжений падающей и отраженной волн:

$$P_{nad} = \frac{|U_{nad}|^2}{2R_0}, \quad P_{omp} = \frac{|U_{omp}|^2}{2R_0}. \quad (12)$$

Разность падающей и отраженной мощностей есть проходящая мощность, которая при отсутствии потерь в линии полностью поглощается в активной части нагрузки. Эти три мощности связаны между собой соотношениями:

$$P_{np} = P_n = \frac{1}{2R_0} (|P_{nad}|^2 - |P_{omp}|^2) = P_{nad} - P_{omp}, \quad (13)$$

$$P_{nad} = \frac{P_n}{1 - |\Gamma|^2}, \quad P_{omp} = \frac{P_n |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2} = P_{nad} |\Gamma|^2. \quad (14)$$

**Полосовые фильтры на отрезках кабелей.** На форуме журнала довольно часто в той или иной теме затрагивается вопрос фильтрации. При этом требуется или пропустить часть каналов, или отсечь (режектировать) их. Такие фильтры довольно легко и быстро строятся на отрезках кабелей. Рассмотрим их простейший расчет. В качестве примера рассмотрим расчет простейшего полосно-пропускающего фильтра (ППФ), выполненного на двух короткозамкнутых отрезках кабелей (рис.9), электрической длиной  $\lambda/4$ . ППФ представляют собой основу практически любого канального модуля. Их основное назначение – пропустить полезную полосу частот (полоса пропускания или прозрачности) и запретить прохождение сигналов на всех других частотах (полоса заграждения или запирающая). Идеальный ППФ обладает нулевыми потерями в полосе прозрачности и бесконечным затуханием в полосе заграждения.

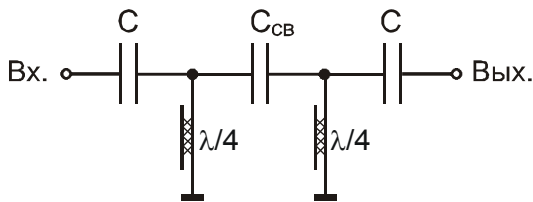


Рис.9

Инженерный расчет такого ППФ сводится к нахождению емкости схемы исходя из условия согласования при заданной полосе прозрачности  $\Pi$  и центральной частоты  $f_0$ :

$$C_c \frac{1}{\omega_0 R_0 \sqrt{Q-1}}; \quad C_{св} = \frac{1}{\omega_0 R_0 Q}. \quad (15)$$

Здесь  $\omega_0$  - центральная частота настройки;

$Q = f_0/\Pi$  – отношение центральной частоты настройки ППФ к его полосе прозрачности.

Расчеты по формулам (15) показывают некоторую сложность реализации элементов схемы. Так, при настройке ППФ на частоту 698 МГц (к.49) с  $\Pi = 8$  МГц:  $C = 0,33$  пФ и  $C_{св} = 0,035$  пФ. На практике, при отсутствии специальных измерительных приборов и практических навыков в разработке ВЧ схем, реализация таких значений будет затруднена, в силу чего может быть предложен упрощенный расчет исходя из условия простоты физической реализации в «домашних» условиях.

1. Задаются величиной емкости  $C$ , отвечающей за качество согласования с трактом передачи  $R_0 = 75$  Ом, исходя из условия физической реализуемости. На практике удобно использовать подстроенные конденсаторы минимально возможной емкости (например, 0,4-2 пФ). Чем меньше величина емкости, тем большее значение крутизны скатов удастся реализовать на практике.

2. Рассчитывают емкость связи по формуле из условия минимизации потерь:

$$C_{св} = \frac{1}{\omega_0 R_0 n}, \quad \text{здесь} \quad n = 1 + \frac{1}{(\omega_0 C_c R_o)^2}. \quad (16)$$

**Пример.** Рассчитать ППФ на частоту 698 МГц (к.49) с полосой прозрачности 8 МГц (694-702 МГц). ППФ работает в тракте передачи 75 Ом.

Решение.

1. Задаемся величиной емкости согласования в 1 пФ.
2. Рассчитываем величину емкости связи:

$$n = 1 + \frac{1}{(\omega_0 C_c R_o)^2} = 1 + \frac{10^{12}}{(2\pi \cdot 698 \cdot 1 \cdot 75)^2} = 9,24,$$

$$C_{св} = \frac{1}{\omega_0 R_0 n} = \frac{1}{2\pi \cdot 698 \cdot 10^6 \cdot 75 \cdot 9,24} = 0,33 \text{ пФ}.$$

3. Находим физическую длину короткозамкнутого кабеля, соответствующую электрической длине  $\lambda/4$ :

$$L_{\kappa} = \theta \frac{75}{f_{[МГц]}} = 0,85 \frac{75}{698} = 9,1 \text{ см}.$$

Здесь  $\theta$  - коэффициент укорочения длины волны, обусловленный диэлектрической проницаемостью диэлектрика, используемого в кабеле.

Несколько практических советов по настройке таких фильтров.

Практически допустимо использование любых типов кабелей, например, RG-6 и более тонких, добротность таких кабелей много больше добротности используемых конденсаторов. Реальная длина короткозамкнутых отрезков будет несколько меньше в сравнении с расчетным значением (доказательство опускаем). На конце кабеля допустимо использование малой индуктивности (изогнутого центрального штыря), с помощью которой удобно вести окончательную подстройку фильтра на заданную частоту. Фильтры, выполненные на распределенных элементах, будут иметь паразитные всплески АЧХ (правда, с существенным затуханием) на кратных частотах настройки. Емкость связи  $C_{св}$  будет в основном отвечать за полосу пропускания, а емкость согласования – за КСВ (потери) и немного – за центральную частоту настройки (определяемую в основном длинами отрезков кабелей). Для увеличения коэффициента подавления и улучшения согласования лучше использовать более низкоомный кабель (50 Ом). Как это не звучит странно, но кабель должен быть по возможности наиболее добротным, т.е. он должен иметь минимально возможные погонные потери. Для минимизации потерь фильтра, допускается включения двух отрезков кабелей в параллель (дополнительное снижение волнового сопротивления эквивалентного колебательного контура). Окончательную настройку фильтра лучше производить в составе оборудования, реально подключаемого на его входе и выходе. Чем шире полоса прозрачности фильтра – тем меньше его потери. Типовые потери фильтра при его правильной настройке и при использовании распределенных элементов не превышают 2,5 дБ. Фильтры допускается каскадировать. При этом крутизна скатов будет нарастать, но не прямо пропорционально числу звеньев. Типовой коэффициент подавления такого фильтра с  $\Pi = 8$  МГц составляет порядка 25-35 дБ при отстройке на 32 МГц относительно центральной частоты настройки. Много проще реализуются фильтры с полосой канала свыше 5%. По возможности, использовать согласующие конденсаторы с максимальной добротностью, а емкость связи - распределенного типа (также с целью повышения добротности). Потери в полосе прозрачности могут быть рассчитаны через известную добротность конденсаторов  $Q_{эл}$  по формуле:

$$a_{[дБ]} = \frac{8,7 f_0}{Q_{эл} \Pi}. \quad (17)$$

Например, для  $Q_{эл} = 300$  (типовая величина),  $f_0 = 600$  МГц и  $\Pi = 8$  МГц, потери составят 2,2 дБ. При заинтересованности читателей в инженерных методах расчета простых устройств, наиболее часто используемых на практике (малошумящие мачтовые усилители, каналные и широкополосные усилители мощности, каналные сплиттеры с высокой развязкой, фильтры всех классов, включая полосковые фильтры и т.п.), обращайтесь в редакцию журнала (Бителева А.Б.).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Песков С.Н. Основы теории линий передачи на высоких частотах. Часть 1: Режимы работы длинной линии без потерь. «Телеспутник», 2009г., №5, с.74-78.