

МЭИ	ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЙ БИЛЕТ № 11	Утверждаю:
	Кафедра ВМСС	Зав. кафедрой
	Дисциплина МСПИ II часть	09.01.22 г.
Факультет ИВТ		
<p>1. Способы уменьшения искажений сигналов в длинной линии.</p> <p>«Неискажающие» длинные линии. Длинные линии без потерь. $\approx I$</p> <p>2. Типы выходных элементов информационных каналов. Типы входных элементов информационных каналов.</p>		

1. Способы уменьшения искажений сигналов в длинной линии. “Неискажающие” длинные линии. Длинные линии без потерь.

Длинная линия – электрическая цепь, продольные размеры которой соизмеримы с длиной волны λ (как правило, от $0,1\lambda$ и больше), а поперечные размеры много меньше длины волны. В длинных линиях проявляется эффект запаздывания (т.е. присутствует и учитывается интервал времени) при передаче сигнала вдоль линии передачи.

Основные проблемы длинной линии: фазовый сдвиг между частотами сигнал на разных частотах приходит из источника в нагрузку с разным фазовым набегом) и проблемы в самой линии (неоднородности линии, порождающие обратную волну)

Одним из способов решения является применение электрически коротких отрезков. Есть длины линий, которые характеризуют предельное (критическое) значение - приближенная оценка предельно допустимой критической длины $l_{кр}$ для образования электрически короткой линии возможна по формуле:

$$l_{кр} \approx 0,5 \left(t_{\phi}, t_c \right)_{\min} \nu_{\text{ср}},$$

где $(t_{\phi}, t_c)_{\min}$ – выбрать нужно наименьшее из длительностей фронта и спада импульса сигнала, так как в таком случае критическая длина будет меньше.

Критическая длина связана с групповой скоростью $v_{гр}$ - скоростью передачи информации (энергии, но она нас интересует только с точки зрения информации), приближенно рассчитываемая для длинных линий по формуле:

$$\nu_{\text{ср}} \approx \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}, \quad (5.4)$$

где $\epsilon_{\text{эфф}}$ – эффективная (учитывает неоднородность среды) диэлектрическая проницаемость подложки, которая зависит от конструкции. За счет того, что часть волны распространяется в воздухе фазовая скорость у нее, и соответственно длина волны, зависят от диэлектрической проницаемости сложным образом, что выражается формулой ниже:

$$\epsilon_{\text{эфф}} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-0.5}. \quad (5.5)$$

Чем больше скорости, тем меньше допустимая критическая длина, длина, на которой опасна обратная волна, таком случае с этим можно бороться либо физическим укорочением, либо согласованием линий, которое принципиально требуется, если у нас длинная линия межблочных соединений. Есть определенные правила для согласования линий.

Согласование линии связи на стороне передатчика наиболее просто и практически безальтернативно осуществляется с применением последовательного дополнительного сопротивления.

Приемы согласования на стороне приемника менее однозначны и возможны на базе ряда схемных решений: подключение параллельно входу приемника дополнительного сопротивления, в результате может снизиться статическая помехоустойчивость; подключение сопротивления между входными зажимами приемника и шиной источника питания в результате может сместиться в верх потенциал базы, и как следствие, снизиться уровень входного сигнала для срабатывания схемы; вариант комбинированного (одновременного) подключения на входе приемника двух резисторов, фиксируется уровень потенциала, но большой уровень статического тока вызывает потери в мощности, но это можно решить, например, введением разделительного конденсатора.

Выбор вида согласования и требуемые элементы для его реализации определяются динамикой изменения входного сопротивления логического элемента и, как правило, рекомендованы в паспортных данных или ТУ. Из-за нелинейного характера входных и выходных характеристик логических микросхем (работа в ключевом режиме) добиться идеального согласования невозможно.

Наряду с решением задачи согласования применяют схемные методы борьбы с проявлениями отражений. Так, включение на входе приемника диодов позволяет демпфировать как положительные, так и отрицательные выбросы на импульсах полезного сигнала.

Для неискажающей передаче информационного сигнала (импульса) вдоль согласованной длинной линии достаточно, чтобы фазовая скорость была константой на всех частотах. Это можно достичь двумя способами:

- 1) Выполняется следующее соотношение первичных параметров $\frac{r_0}{g_0} = \frac{L_0}{C_0}$

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}},$$

где c – скорость света в вакууме, ϵ_r и μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среде распространения волны в линии. Фазовая скорость не зависит от частоты и является постоянной, поэтому такая линия называется «линией без искажений».

- 2) Выполняются данные равенства: $r_0 = 0$ и $g_0 = 0$

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}.$$

Постоянство фазовой скорости достигнуто, такая линия называется линией без потерь и тоже является неискажающей.

На практике вышеприведенные линии нереализуемы, но проще приблизиться к реализации линии без потерь (т.е. минимизировать потери в линиях)

Предыдущие способы показывали влияние фазовой скорости на форму информационного импульса. Рассмотрим влияние первичных параметров на форму сигнала:

Для данной оценки могут использовать рассмотрение конкретных случаев передачи сигналов линии - подвергнутые преобразованию Лапласа решения телеграфных уравнений в гиперболических функциях, такое изображение по Лапласу удобно для рассмотрения реакций на конкретный вид сигнала, нас интересует ступенька:

$$\begin{cases} U(p, x) = U_2(p, l) \left[ch\gamma(l-x) + \frac{Z_c(p)}{Z_n(p)} sh\gamma(l-x) \right] \\ I(p, x) = U_2(p, l) \left[\frac{ch\gamma(l-x)}{Z_n(p)} + \frac{1}{Z_c(p)} sh\gamma(l-x) \right] \end{cases}$$

$$\gamma = \sqrt{(r_0 + pL_0)(g_0 + pC_0)}; Z_c = \sqrt{\frac{(r_0 + pL_0)}{(g_0 + pC_0)}}$$

Если на входе ЛС задано напряжение, а на выходе задана нагрузка, то решение известно.

$$U(p, x) = U_1(p) \left[\frac{ch\gamma(l-x) + \frac{Z_c(p)}{Z_n(p)} sh\gamma(l-x)}{ch\gamma l + \frac{Z_c(p)}{Z_n(p)} sh\gamma l} \right] = U_1(p) \left[\frac{Z_n(p)ch\gamma(l-x) + Z_c(p)sh\gamma(l-x)}{Z_n(p)ch\gamma l + Z_c(p)sh\gamma l} \right]$$

Полученное выражение позволяет рассчитать частотные характеристики напряжения в любом сечении x в установившемся режиме. В случае импульсных сигналов необходим переход к временным зависимостям.

В некоторых идеализированных случаях линии связи удастся получить аналитические решения:

1. ЛС без потерь $r_0 = g_0 = 0$

при прохождении (передаче) вдоль согласованной линии связи без потерь.

2. ЛС с малыми потерями, которые удовлетворяют условиям:

$$r_0 \ll \omega L_0, \quad g_0 \ll \omega C_0.$$

3. Если увеличивать потери r_0 и g_0 , то это приведет к существенным дисперсионным искажениям сигналов, распространяющихся вдоль линии.

Сделать линию без потерь сложно или невозможно, можно только уменьшить потери. Сделать «неискажающую» линию $g_0 = r_0 = C_0 = L_0$ невозможно.

Также для линии без потерь справедливо:

$\alpha = 0$ – коэффициент затухания; $\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}$ – коэффициент фазы (из формулы коэффициента распространения: $\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$);

$$\underline{Z}_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = Z_B - \text{волновое сопротивление активное и не зависит от частоты;} \\ = \frac{2\pi}{\beta} - \text{длина волны.}$$

Распишем уравнения длинной линии с гиперболическими функциями, описывающие напряжение и ток в частотной области:

$$\begin{cases} \underline{U}(x) = \underline{U}_2 ch\underline{\gamma}x + \underline{Z}_B \underline{I}_2 sh\underline{\gamma}x \\ \underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_B} sh\underline{\gamma}x + \underline{I}_2 ch\underline{\gamma}x \end{cases}$$

С учётом, что для длинной линии без потерь $\underline{\gamma} = j\beta$, а также формул $ch(\gamma x) = ch(j\beta x) = \cos(\beta x)$ и $sh(\gamma x) = sh(j\beta x) = j\sin(\beta x)$ уравнения с гиперболическими функциями преобразуются в уравнения с тригонометрическими функциями:

$$\begin{cases} \underline{U}(x) = \underline{U}_2 \cos \beta x + j \underline{Z}_B \underline{I}_2 \sin \beta x \\ \underline{I}(x) = j \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_B} \sin \beta x + \underline{I}_2 \cos \beta x \end{cases}$$

Входное сопротивление длинной линии без потерь в любом сечении при отсчёте длины x от нагрузки:

$$Z_{вх}(x) = \frac{\underline{U}(x)}{\underline{I}(x)} = \frac{\underline{U}_2 \cos \beta x + j \underline{Z}_B \underline{I}_2 \sin \beta x}{j \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_B} \sin \beta x + \underline{I}_2 \cos \beta x} = \underline{Z}_B \frac{\cos \beta x \left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} + j \underline{Z}_B \tan \beta x \right)}{\cos \beta x \left(j \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \tan \beta x + \underline{Z}_B \right)} = \underline{Z}_B \frac{\underline{Z}_H + j \underline{Z}_B \tan(\beta x)}{\underline{Z}_B + j \underline{Z}_H \tan(\beta x)}$$

2. Типы выходных элементов информационных каналов. Типы входных элементов информационных каналов

Входными элементами информационных каналов в приёмопередающих системах называют выходные каскады передающих устройств информационных сигналов.

В любой системе передачи информационных сигналов главное требование для выполнения условия надежного трафика – это достаточное для надежной работы приемного оборудования соотношение сигнал/помеха, которое тождественно отношению мощностей полезного сигнала и помехи.

Для обеспечения надежного трафика особое внимание нужно уделить возможности повысить абсолютный уровень полезного сигнала. Это возможно достичь двумя способами: 1) повышение мощности сигнала на выходе передатчика до приемлемого по техническим и экономическим соображениям уровня. 2) повышение уровня мощности в тракте за счёт согласования выходного сопротивления генератора с волновым сопротивлением тракта.

Выходные сопротивления усилительных каскадов обычно равны десятку или нескольку десятков Ом. Поэтому возникает задача согласования сопротивлений, ведь стандартные значения сопротивлений коаксиальных около 50 Ом, а двухпроводных от 30 до 150 Ом линий передач. То есть создание такого согласующего четырехполюсника, который преобразует одни значения входных сопротивлений в другие.

Задача определения эквивалентной схемы элемента связи заключается в экспериментальном подборе таких геометрических размеров элемента связи, которые обеспечивают минимальный коэффициент стоячей волны по напряжению в линии, нагруженной на генератор в схеме, приведенной ниже

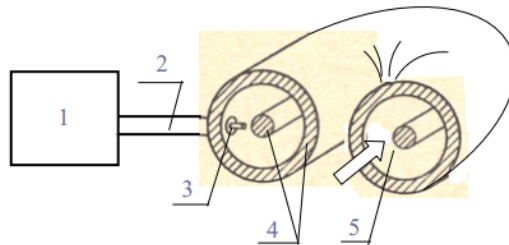


Рисунок 13.9 – Функциональная схема настройки элемента связи: 1 – источник полезного сигнала (генератор); 2 – линия связи (входной порт) с элементом связи; 3 – элемент связи; 4 – линия передачи информации; 5 – выходной порт линии передачи информации

На данном рисунке представлен генератор(1), дальше идет линия, связывающая генератор с каналом с волноводной структурой, канализирующее электромагнитные волны(2), возбудитель в виде электрического диполя Герца(3), здесь может быть и прямоугольный волновод, тогда бы диполь Герца стоял перпендикулярно широкой стенке. Настройка элемента связи осуществляется

следующим образом: на выходной порт линии передачи информации подключается аналогово-цифровой преобразователь и меряется коэффициент отражения, коэффициент возбуждения электромагнитной волны в таком соединителе.

Это делается для того, что при таком положении антенны возбуждателя формируется кроме основной волны, так же и высшие виды волн. В коаксиальном кабеле эти высшие виды волн менее выражены, чем во всех остальных линиях передачи. В данном случае соотношение согласования сложный процесс осуществляется либо расчётным путем с применением методов численного интегрирования уравнения Максвелла или с помощью применения анализаторов цепей.

Согласно теореме взаимности, выходные элементы - аналог входных элементов

Приемная и передающая сторона эквиваленты и в коаксиале, и в прямоугольном волноводе (и там и там не происходит изменения плоскости поляризации – ориентация напряжённости силовых линий электрического магнитного поля)

Выходными элементами информационных каналов в приёмно-передающих системах называют входные каскады приемных устройств информационных сигналов. Входные каскады имеют большие активные составляющие если сравнивать их с выходными каскадами.

Процесс согласования режимов линий на входе приемников также актуален, как и на входе линий (ввиду различия волновых сопротивлений и сопротивлений нагрузок).