

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра электронных вычислительных средств

**И. М. Русак, В. П. Луговский**

***ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СОЕДИНЕНИЯ В ЭВС  
И ОСОБЕННОСТИ  
ИХ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ***

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

по курсу

«Конструирование и технология электронных  
вычислительных средств»

для студентов специальности

«Электронные вычислительные средства»

дневной и заочной форм обучения

Минск БГУИР 2011

УДК 004.3'12+004.3'14(076.5)  
ББК 32.973.26-02я73  
Р88

**Рецензент:**  
заведующий кафедрой защиты информации БГУИР,  
доктор технических наук, профессор Л. М. Лыньков

**Русак, И. М.**

Р88      Электрические соединения в ЭВС и особенности их конструктивно-технологической реализации : лаб. практикум по курсу «Конструирование и технология электронных вычислительных средств» для студ. спец. «Электронные вычислительные средства» днев. и заоч. форм обуч. / И. М. Русак, В. П. Луговский. – Минск : БГУИР, 2011. – 32 с. : ил.

ISBN 978-985-488-567-4.

Данный лабораторный практикум содержит описание лабораторной работы, посвященной исследованию характеристик электрических соединений в ЭВС и особенностям их конструктивно-технологической реализации.

**УДК 004.3'12+004.3'14(076.5)**  
**ББК 32.973.26-02я73**

**ISBN 978-985-488-567-4**

© Русак И. М., Луговский В. П., 2011  
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2011

## **Цель лабораторной работы:**

Изучить конструктивно-технологические варианты выполнения электрических соединений между элементами в ЭВС, паразитные электрические параметры, а также характеристики устройств ЭВС.

## **1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ**

### **1.1. Линии связи в ЭВС, их параметры и требования, предъявляемые к ним**

Под электрическими соединениями понимают линии связи и электрические контакты, служащие для передачи сигналов и электрической энергии между (ИМС), электрорадиоэлементами (ЭРЭ) и модулями, образующими ЭВС. Электрические соединения бывают внутри- и межмодульными, внутри- и межблочными и т. п., что обуславливает определенное их конструктивное исполнение.

По выполняемым функциям различают сигнальные линии связи, объединяющие входы и выходы элементов и модулей, предназначенные для передачи сигналов, и линии электропитания, осуществляющие подвод электрической энергии к элементам. Все линии связи имеют прямой и обратный провод. Обратный провод называют землей, линией нулевого потенциала, общим проводом. Выделяют неэкранированные и экранированные линии связи. Экраны обеспечивают защиту линий от воздействия электрических, магнитных и электромагнитных полей. В зависимости от конструктивных особенностей обратного провода линии связи подразделяют на симметричные, состоящие из двух одинаковых изолированных проводов, несимметричные с одним общим проводом для многих линий связи и коаксиальные с обратным проводом по оплетке коаксиального кабеля.

В общем случае линии связи должны обладать:

- минимальным активным и индуктивным сопротивлениями;
- однородным по длине линии волновым сопротивлением;
- минимальным полем вокруг линии при протекании по ней тока;
- способностью передачи сигналов в широком диапазоне частот, токов и напряжений;
- минимальной толщиной изоляции с диэлектрической проницаемостью, близкой к 1;
- возможностью объединения в узлы;
- возможностью автоматизации при проведении монтажных работ.

Универсальных линий связи, удовлетворяющих всем требованиям одновременно, не существует. В реальных конструкциях применяют разнообразные типы линий связи в зависимости от назначения и функциональных особенностей аппаратуры. На выбор типа линии связи влияют

форма передаваемых сигналов, их напряжение и частота, ослабление сигнала на единицу длины линии, механическая гибкость, технологические требования и другие факторы.

Электронно-вычислительные устройства содержат разнообразные по выполняемым функциям элементы и модули, различающиеся характером обрабатываемых сигналов, их мощностью, частотой и пр. При передаче электрических сигналов по линиям связи происходит искажение формы и спектра сигналов, их затухание. Искажение сигнала определяется степенью рассогласования параметров электронных схем с параметрами линии связи, взаимным влиянием расположенных по соседству линий связи, задержкой сигналов в линиях связи. Выбор конструктивно-технологического варианта исполнения электрических соединений – важная и сложная задача, влияющая на качество проектируемых ЭВС.

Электрический сигнал передается по проводнику тока, которым является металлическая проволока (провод), пленочные и печатные проводники. В поперечном сечении провода бывают круглыми или прямоугольными, пленочные и печатные проводники – прямоугольными. Провода защищают изолирующими диэлектрическими оболочками, а при необходимости – экранами.

Достаточно сложные в схемотехническом отношении устройства ЭВС зачастую не удается реализовать в виде одной единой интегральной микросхемы. Поэтому ИМС, ЭРЭ, модули в конструкциях ЭВС обычно объединяются в единые функциональные устройства при помощи электромонтажа. Электромонтаж предназначен для выполнения электрических линий связи, по которым распространяются дискретные либо непрерывные сигналы.

При прохождении сигнала по электромонтажным линиям связи происходит задержка сигнала, может изменяться его форма, а также уменьшается амплитуда. Кроме того, из-за наличия непредусмотренных принципиальной схемой паразитных связей между различными электромонтажными линиями могут возникнуть перекрестные помехи, заключающиеся в непредусмотренном появлении сигнала в соседней линии связи.

Задержка, искажение формы и затухание сигнала могут нарушить нормальное функционирование ЭВС: вызвать сбой, ложное срабатывание цифровых устройств или изменить параметры аналоговых устройств.

Для получения высоких эксплуатационных и производственных показателей ЭВС электромонтаж должен обеспечивать: минимальную задержку и искажение информационных сигналов, допустимый уровень параметров помех (амплитуды, длительности, формы, фазы, полярности и т. д.); высокую надежность и технологичность; низкую стоимость; минимальные габариты и массу.

Выполнение этих требований в значительной степени зависит от конструкции электромонтажа.

Конструктивно линии связи могут быть выполнены в виде системы печатных, монтажных одно- или многожильных проводов, коаксиальных проводов, а также различного рода жгутов и кабелей. Конструктивно

технологическое объединение линий связи в узлы позволяет упростить электромонтажные работы, тем самым повысить производительность труда при сборке ЭВС (рис. 1).

Линии электропитания представляют собой объемные провода, пленочные и печатные проводники либо проводящие пластины. Конструктивное исполнение сигнальных линий связи более разнообразно и во многом определяется частотным диапазоном передаваемых сигналов.



Рис. 1. Конструктивно-технологическое объединение ЛС

На рис. 2 показаны принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы связи двух логических элементов. Данная эквивалентная схема не учитывает, однако, наличия в том числе и паразитных электрических параметров реальных линий связи.

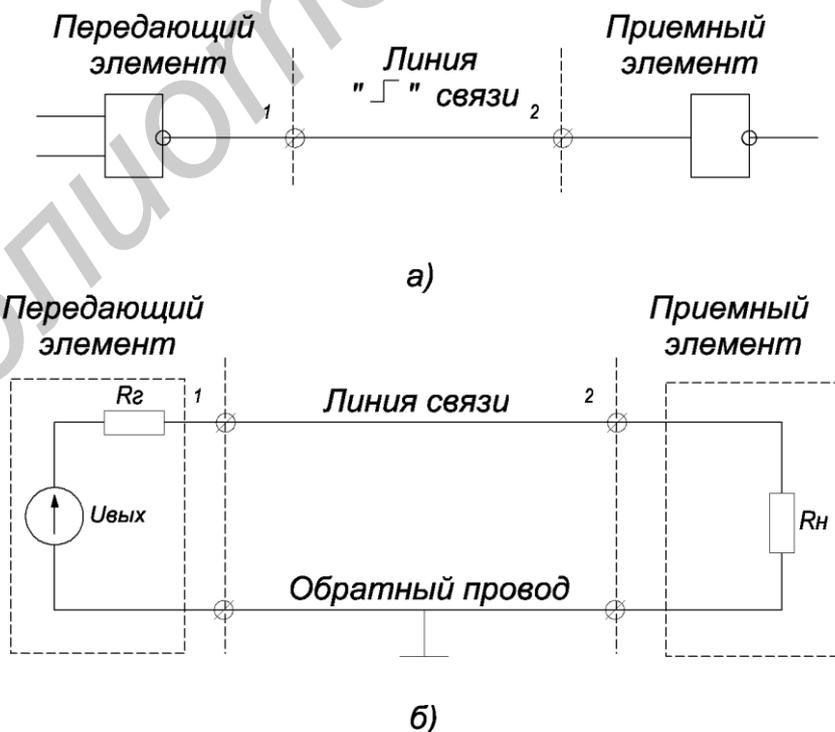


Рис. 2. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы связи двух логических элементов

Если учитывать паразитные электрические параметры сигнальной линии связи 1–2 между выходом передающего и входом приемного элементов, то эквивалентную схему можно представить в виде показанном на рис. 3, а, б.

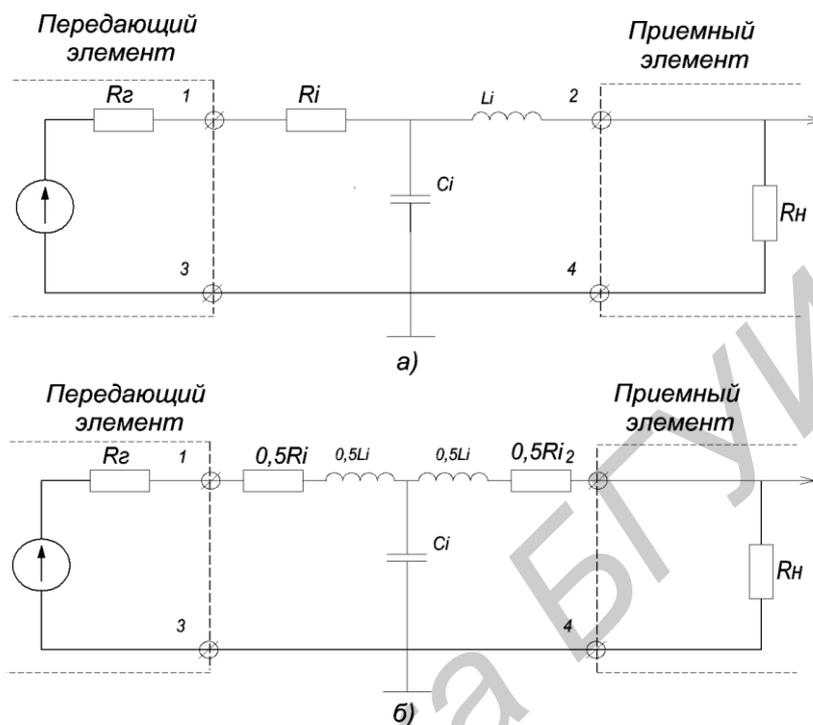


Рис. 3. Эквивалентная схема связи двух логических элементов:  
а) несимметричная модель; б) симметричная модель

К паразитным электрическим параметрам одиночной сигнальной линии связи относятся:  $R_i$  – омические сопротивления линии;  $C_i$  – емкость линии;  $L_i$  – индуктивность линии. С их учетом реальная система, состоящая из двух соседних (взаимодействующих) линий связи может быть представлена эквивалентной схемой, приведенной на рис. 4, а, б. К дополнительным паразитным электрическим параметрам относятся:  $C_{ij}$  – взаимная емкость соседних линий;  $M_{ij}$  – взаимная индуктивность соседних линий;  $G_{ij}$  – проводимость изоляции между соседними линиями.

Электрические связи, объединяющие элементы, при группировке в устройства ЭВС разделяются по функциональным узлам и блокам. Поэтому на отдельных участках линии связи могут быть неоднородными и иметь различный конструктивный вид. Например, электрическая связь между приемным и передающим элементами ЭВС, конструктивно расположенными на различных печатных узлах, может включать различные участки: микрополосковая линия многослойной печатной платы – контакт соединителя – витая пара монтажных проводников – контакт соединителя – микрополосковая линия. Участки линии связи в данном случае различаются неоднородностями соединений (выводы ИМС, контакты разъемных соединителей) и паразитными параметрами.

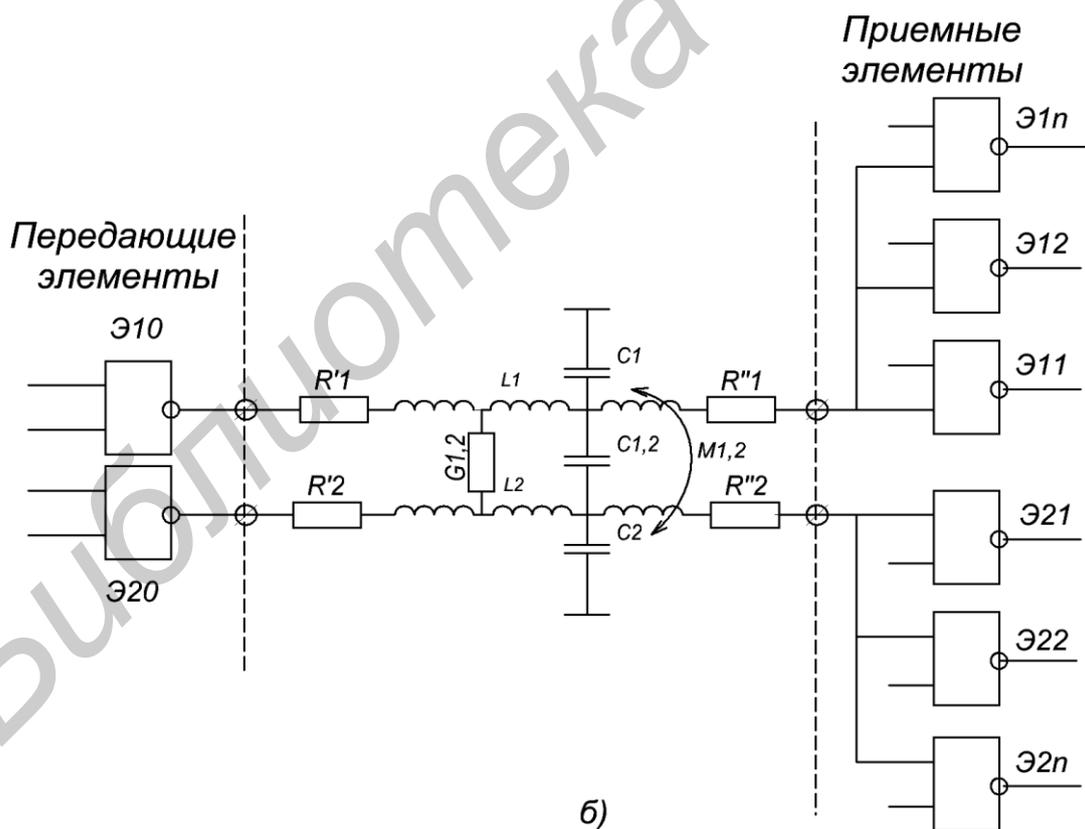
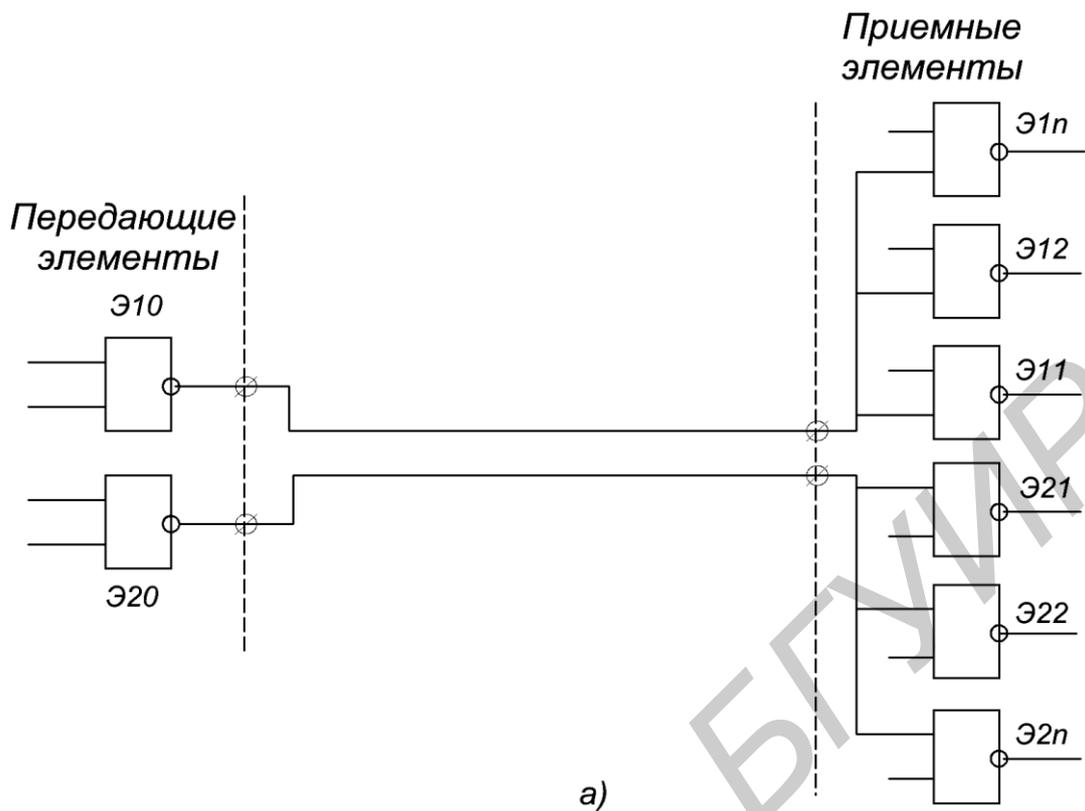


Рис. 4. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы двух взаимодействующих линий связи

В зависимости от времени распространения информационного сигнала линии связи можно условно разделить на электрически «короткие» и электрически «длинные», характер искажения сигналов, у которых различен. Линия связи считается электрически «короткой», если длительность фронта импульса больше времени задержки распространения сигнала. Для таких линий характерно ухудшение фронтов и появление паразитных сигналов на плоской части импульса. Основными искажающими факторами сигнала в электрически «коротких» линиях связи являются отражения и различного рода помехи. Сигнал, отраженный от несогласованных нагрузок в этой линии связи, достигает источника раньше, чем успеет существенно измениться входной импульс. Свойства такой линии связи можно описать сосредоточенными сопротивлениями, индуктивностью, емкостью (см. рис. 3).

Для электрически короткой линии связи длина  $l_k$  в случае гармонического сигнала определяется по выражению

$$l_k = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon}}, \quad (1)$$

где  $f$  – частота сигнала,  $c$  – скорость света,  $\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды, окружающей линию передачи.

Расчет линии связи для импульсных сигналов проводится на наибольшую гармонику основной частоты, значение которой приближенно равно  $f = 0,4/t_\phi$ , здесь  $t_\phi$  – значение фронта сигнала на уровне 0,1 и 0,9 амплитуды сигнала.

При анализе электрических процессов короткую линию связи моделируют эквивалентной схемой, состоящей из емкости и индуктивности линии связи, сосредоточенными в одной точке (рис. 5, а). Активным сопротивлением линии пренебрегают. Элемент 1, формирующий сигнал, представляется источником напряжения  $U$  с последовательно включенным сопротивлением  $R_r$ . Элемент 2 является приемником сигнала и моделируется входным сопротивлением  $R_n$ .

При  $R_n \gg R_r$  эквивалентную схему индуктивно-емкостной короткой линии совместно с сопротивлением  $R_n$  (рис. 5, б) можно представить резонансным контуром, в котором могут возникнуть колебания с частотой

$$f = (1/2\pi) \sqrt{1/(LC) + R_r^2/(4L^2)}. \quad (2)$$

В результате колебательного процесса напряжение на входе 2 схемы может многократно пересечь порог ее срабатывания и вызвать многократное изменение ее логического состояния. Если колебания в линии связи прекратятся за минимальное время длительности фронта, передаваемого по линии сигнала, то они не окажут влияния на работоспособность аппаратуры. Условие отсутствия колебаний в линии выполняется при  $L \leq CR_r^2/4$ . В этом случае индуктивностью линии можно пренебречь (рис. 5, в).

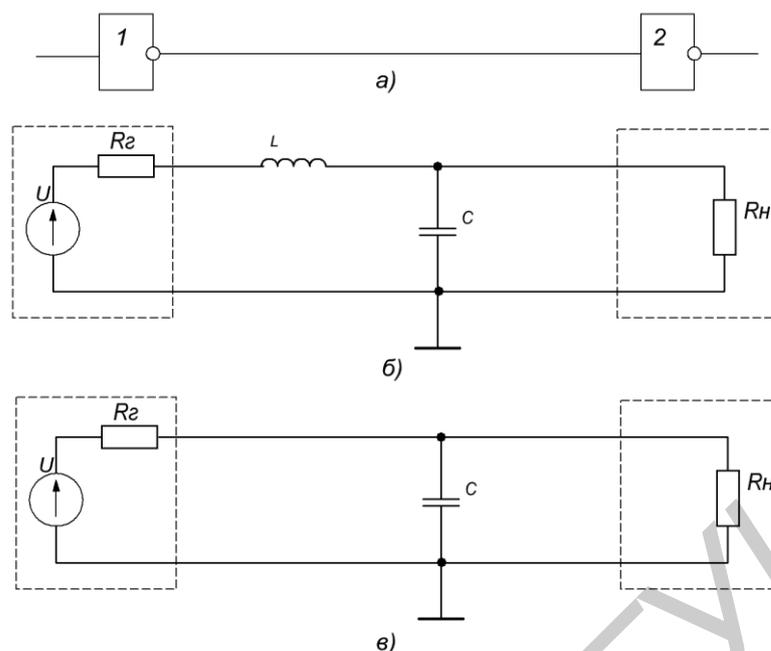


Рис. 5. Модель электрически короткой линии связи

Реакция емкостной линии связи (см. рис. 5, в) на синусоидальный сигнал будет проявляться в уменьшении амплитуды выходного напряжения и сдвиге фазы выходного сигнала относительно входного. В общем случае сигналы на входе и выходе линии связи могут существенно отличаться. Если линия связи нагружается на пороговые схемы, то при подаче на вход линии связи прямоугольного импульса амплитудой  $U$  время срабатывания схемы задерживается на величину

$$t_{\text{ср}} = \tau \left| \ln \left( 1 - \frac{U_{\text{пор}}}{U} \right) \right|, \quad (3)$$

где  $\tau = R_g C$  — постоянная времени,  $U_{\text{пор}}$  — пороговое напряжение логического элемента 2.

Если длительность импульса много больше  $\tau$ , то линия связи передаст импульс практически без искажений. В противном случае линия передачи будет себя вести подобно интегрирующей RC-цепи, занижая амплитуду импульса и сглаживая его фронты.

Если же время распространения сигнала больше фронта импульса, то такую линию связи можно считать электрически «длинной». В этой линии отраженный от конца линии сигнал приходит к ее началу после окончания фронта импульса и искажает его форму. Для таких линий характерна задержка сигнала и уменьшение его амплитуды. Данные линии рассматривают как линии с распределенными электрическими параметрами. Поэтому электрические параметры для таких линий определяются как распределенные на единицу длины:  $C_{i0}$ ;  $L_{i0}$ ;  $C_{ij0}$ ;  $M_{ij0}$ ;  $G_{ij0}$ ;  $R_{i0}$ .

В то же время, хотя параметры такой линии являются распределенными вдоль ее длины, для практического анализа на эквивалентной электрической схеме линии связи их аппроксимируют сосредоточенными на малых фрагментах линии (рис. 6). Чем больше число фрагментов  $n$ , тем больше точность моделирования.

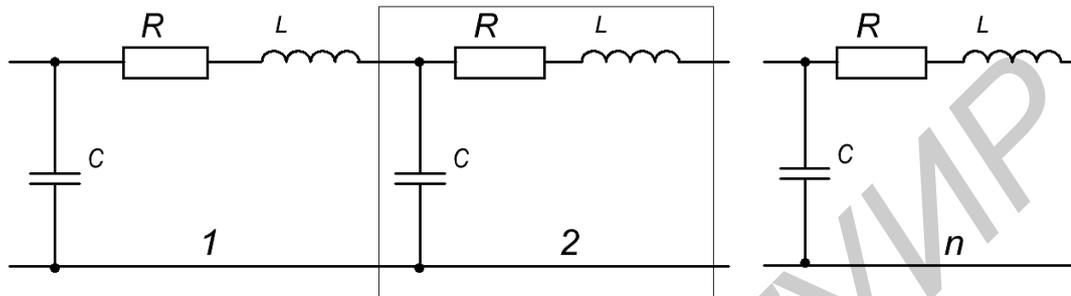


Рис. 6. Эквивалентная электрическая схема линии связи

Важнейшей характеристикой электрически длинной линии связи является ее волновое сопротивление  $Z_0$ . Волновое сопротивление – это сопротивление линии электромагнитной волны при отсутствии отражений от концов линии. Оно зависит от первичных электрических параметров кабеля и частоты сигнала. Если электромагнитную волну представить в виде отдельных волн напряжения и тока, то соотношение между ними и представляет собой волновое сопротивление цепи:  $Z_0 = U/I$ . Волновое сопротивление является комплексной величиной и состоит из активной и реактивной частей:

$$Z_0 = \sqrt{(R_{i0} + j\omega L_{i0}) / (G_{i0} + j\omega C_{i0})}. \quad (4)$$

Поскольку омическое сопротивление линии связи  $R_{i0}$ , как правило, мало, то потерями, вносимыми этим параметром, пренебрегают, полагая  $R_{i0} = 0$ . Проводимость изоляции  $G_{i0}$  также мала. Поэтому принимают волновое сопротивление равным

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{i0}}{C_{i0}}} = \sqrt{\frac{L/l}{C/l}} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (5)$$

Зависимость волнового сопротивления от частоты повышается в области низких частот и имеет емкостный характер ( $2\pi fL \ll R$ ). В области высоких частот имеет место  $2\pi fL > R$ ,  $2\pi fC \gg (1/R)$  и значение волнового сопротивления стремится к постоянной величине  $\sqrt{L/C}$ , которое и принимается за значение  $Z_0$ . Параметр  $Z_0$  оказывается для определенного конструктивного вида линии

связи величиной постоянной, не зависящей от физической длины линии.

С повышением быстродействия логических элементов скорость обработки информации в логических элементах становится сравнимой со скоростью ее передачи между ними. С ростом быстродействия расширяется и частотная полоса пропускания в активной зоне переключения и уменьшается помехоустойчивость элементов при воздействии коротких импульсов, формируемых в межсоединениях как сигналами соседних линий связи (перекрестные помехи), так и внешними помехами. Поэтому к конструкциям линии связи предъявляется ряд требований, выполнение которых сильно влияет на конструкцию ЭВС в целом. В связи с этим конструкции, структура и организации линий связи ЭВС, построенных на быстродействующих ИМС, прежде всего должны обеспечивать высокие скоростные характеристики используемой системы логических элементов, помехоустойчивость устройств в сочетании с надежностью, технологичностью и экономичностью.

Большинство электрических соединений в ЭВС обычно выполняются несогласованными линиями связи, преимущественно электрически «короткими». В пределах печатных плат, ячеек и других модулей низких конструктивных уровней связи, как правило, электрически «короткие». Соединения внутри панелей, блоков, внутристоечные и межстоечные соединения, как правило, электрически «длинные». Естественно, что количество электрически «длинных» связей в ЭВС растет с ростом быстродействия ее элементной базы. Например, если в ЭВС первого поколения количество электрически «длинных» линий связи от общего числа связей составляет доли процента, то уже в ЭВС последующих поколений электрически «длинные» линии связи составляют десятки процентов. Электрически «длинные» линии связи необходимо согласовывать с параметрами логических элементов.

## **1.2. Методика расчета задержки информационного сигнала в электрически «коротких» линиях связи**

Рассмотрим методику расчета задержки информационного сигнала и допустимой длины проводников при соединении элементов электрически «короткими» линиями связи. Как уже указывалось для анализа процессов передачи информационных сигналов электрически «короткую» линию связи обычно представляют в виде эквивалентной схемы, содержащей сосредоточенные емкости и индуктивность (рис.7). (Омическим сопротивлением пренебрегаем). Паразитную связь между двумя «короткими» линиями представляют через сосредоточенные взаимную емкость и взаимоиндуктивность.

В зависимости от геометрических размеров сечений линий связи, их физической длины, диэлектрических свойств изоляционных материалов тот или иной параметр электрически «короткой» линии связи (емкость или индуктивность) будет оказывать преобладающее влияние на передачу сигналов.

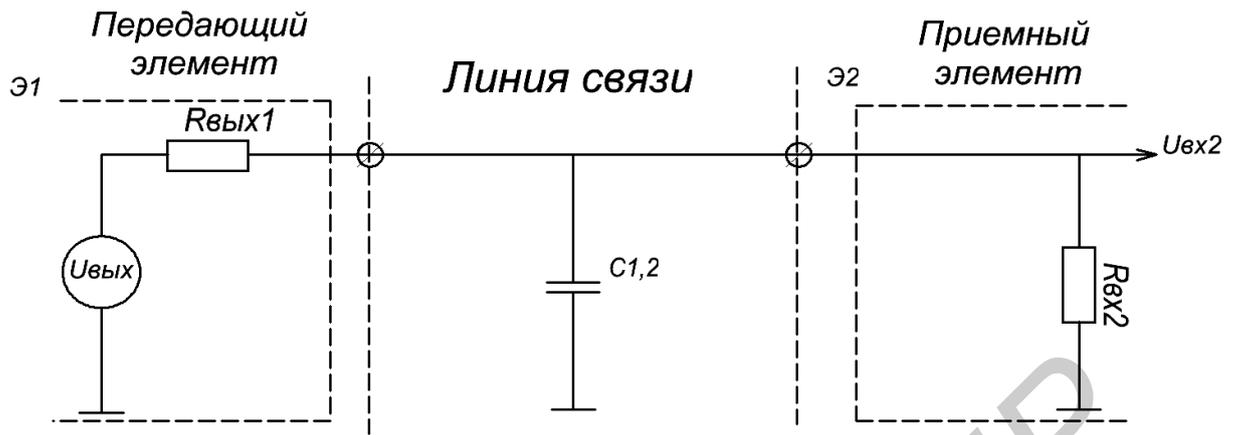


Рис. 7. Эквивалентная схема электрически «короткой» линии связи емкостного канала

Если электрически «короткая» линия связи имеет индуктивный характер, то эквивалентная схема такой линии будет иметь вид, представленный на рис. 8. Когда на вход линии связи подается ступенька напряжения, то состояние эквивалентной схемы описывается дифференциальным уравнением

$$U_{\text{вх}2} + L(R_{\text{вых}1} + R_{\text{вх}2}) \cdot \frac{dU_{\text{вх}2}}{dt} = U_{\text{вых}1} \quad (6)$$

Решение этого уравнения относительно  $U_{\text{вх}2}$  дает:

$$U_{\text{вх}2} = \frac{R_{\text{вх}2}}{R_{\text{вх}2} + R_{\text{вых}1}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad (7)$$

где  $\tau$  – постоянная цепи, равная  $\tau = \frac{L}{R_{\text{вх}2} + R_{\text{вых}1}}$ . (8)

Поскольку приемный элемент срабатывает с задержкой при напряжении на его входе, равном  $U_{\text{п}2}$ ,

где  $U_{\text{п}2} \approx \frac{U_{\text{вых}}}{2}$ , то

$$\tau_{\text{зд}} \approx 0,7 \frac{L}{R_{\text{вх}2} + R_{\text{вых}1}} \quad (9)$$

Для емкостного характера электрически «короткой» линии связи (см. рис. 8) аналогично можно записать:

$$U_{\text{вх}2} + R_{\text{вых}1} \left( \frac{U_{\text{вх}2}}{R_{\text{вх}2}} + C \frac{dU_{\text{вх}2}}{dt} \right) = U_{\text{вых}1} \cdot \quad (10)$$

Решение этого уравнения относительно  $U_{\text{вых}}$  дает:

$$U_{\text{вх}2} = U_{\text{вых}1} \left( \frac{R_{\text{вх}2}}{R_{\text{вх}2} + R_{\text{вых}1}} \right) (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (11)$$

где  $\tau = C \frac{R_{\text{вх}2} \cdot R_{\text{вых}1}}{R_{\text{вх}2} + R_{\text{вых}1}}$  (12)

Влияние емкости аналогично влиянию индуктивности и выражается в задержке включения элементов, нагруженных на линию.

Значения входных и выходных сопротивлений логических элементов определяются типом логического элемента (ТТЛ, ЭСЛ, МДП и др.) и схемотехникой их входных и выходных каналов соответственно. В частности, в выходных каскадах логических элементов наиболее часто используют или эмиттерный повторитель, или инвертор. В этом случае в режиме включения величина  $R_{\text{вых}}$  составляет несколько десятков Ом. Когда же выходной транзистор выключается, то выходное сопротивление становится равным коллекторному.

Время заряда емкости линии связи в этом случае определяется током, протекающим через это сопротивление. Считая  $U_{\text{вых}} = U_k$ ,  $R_{\text{вых}} = R_k$ ,  $U_{\text{вх}2} = U_{n2}$ , при  $t = t_{\text{зд}}$ , из (11) получаем

$$U_{n2} = U_k \left( 1 - e^{-\frac{t_{\text{зд}}}{\tau}} \right). \quad (13)$$

Учитывая, что  $U_{n2} < U_k$ , постоянная цепи  $t > t_{\text{зд}}$ ,  $U_{n2} \approx \frac{U_k \cdot t_{\text{зд}}}{\tau}$  и так как  $I_k = \frac{U_k}{R_k}$ , то  $t_{\text{зд}} = C \cdot \frac{U_{n2}}{I_k}$  (14)

Зная конструктивное исполнение (вид сечения, материалы) и электрические параметры «коротких» линий связи, с помощью выражений (9) и (14) можно определить для выбранной элементной базы ( $R_{\text{вх}}$ ,  $R_{\text{вых}}$ ) допустимую физическую длину. Необходимо, чтобы задержка, вносимая линиями связи, составляла малую соизмеримую часть от времени

переключения элементов. Учитывая, что,  $\tau_{зд,тр\ddot{e}б} < \tau_{зд}$ , получим из (9) и (14) выражения для определения требуемой величины задержки в «коротких» линиях связи для индуктивного и емкостного характеров соответственно:

$$\tau_{зд,тр\ddot{e}б} < 0,7 \frac{L_0 e}{R_{вх2} + R_{вых1}} \quad (15)$$

и

$$\tau_{зд,тр\ddot{e}б} < C_0 \cdot e \cdot \frac{U_{n2}}{I_k}, \quad (16)$$

откуда

$$l_{доп.L} = \frac{\tau_{зд,тр\ddot{e}б} (R_{вх2} + R_{вых1})}{0,7 L_0} \quad (17)$$

и

$$l_{доп.C} = \frac{\tau_{зд,тр\ddot{e}б} I_k}{C_0 U_{n2}}. \quad (18)$$

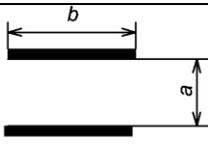
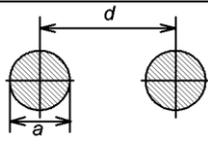
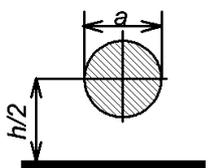
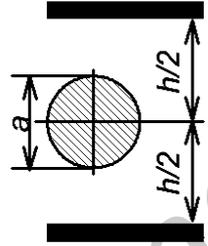
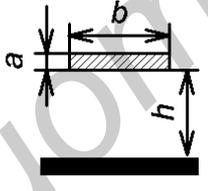
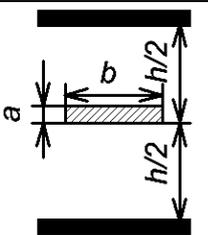
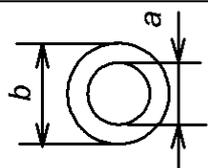
Значения погонных электрических параметров линий связи для размещения их конфигураций приведены в табл. 1.

В технических условиях на цифровые ИМС приводятся статические параметры входных и выходных импульсов, по которым можно определить входное и выходное сопротивление логических элементов.

Элементы типа ТТЛ различаются по быстродействию и потребляемой мощности и соответственно по значению входного и выходного сопротивлений. Маломощные элементы ( $P < 1$  мВт) с большим выходным сопротивлением  $R_{вых}$  наиболее критичны к емкостным запирающим помехам. Элементы высокого быстродействия ( $P > 10$  мВт) с малым выходным сопротивлением  $R_{вых}$  наиболее чувствительны к индуктивным отпирающим помехам. Для элементов ТТЛ среднего быстродействия необходимо учитывать как индуктивные отпирающие, так и емкостные запирающие помехи. Для практической оценки можно считать, что выходное сопротивление закрытого логического элемента типа ТТЛ для ИМС мощным выходом равно  $R_{вых} \approx 80\text{--}150$  Ом, а для маломощных ИМС  $R_{вых} \approx 400\text{--}600$  Ом.

Таблица 1

Формулы для расчета погонных индуктивностей и емкостей проводников связи различных конфигураций

№ ПП	Система проводников	Схема	$L_0$ , Гн/м	$C_0$ , Ф/м
1	Симметричная полосковая линия	 $a < b$	$\frac{377\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \frac{a}{b}$	$\frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{a}$
2	Двупроводная линия	 $a < d$	$\frac{276\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \ln \frac{2d}{a}$	$\frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{\ln \frac{2d}{a}}$
3	Провод над бесконечной пластиной		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \ln \frac{2h}{a}$	$2\pi \cdot \frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{\ln \frac{2h}{a}}$
4	Провод между двумя бесконечными пластинами		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \ln \frac{4h}{\pi a}$	$2\pi \cdot \frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{\ln \frac{4h}{\pi a}}$
5	Несимметричная полосковая линия	 $a < b$	$\frac{377\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \frac{h}{b}$	$12,7\epsilon_r \left\{ \frac{2b}{h} + 1/\pi \times \right.$ $\times [1 + \ln(1 +$ $\left. + 2\pi b/h) ] \right\} \cdot 10^{-12}$
6	Плоский проводник между двумя бесконечными пластинами	 $a < b$	$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \ln \frac{8h}{\pi b}$	$2\pi \cdot \frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{\ln \frac{8h}{\pi b}}$
7	Коаксиальный кабель		$\frac{138\mu}{3 \cdot 10^8} \cdot \ln \frac{b}{a}$	$2\pi \cdot \frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{\ln \frac{b}{a}}$

Элементы типа ЭСЛ, имеющие очень малое выходное сопротивление (~10 Ом), к емкостным и индуктивным помехам в электрически «коротких» линиях связи практически нечувствительны.

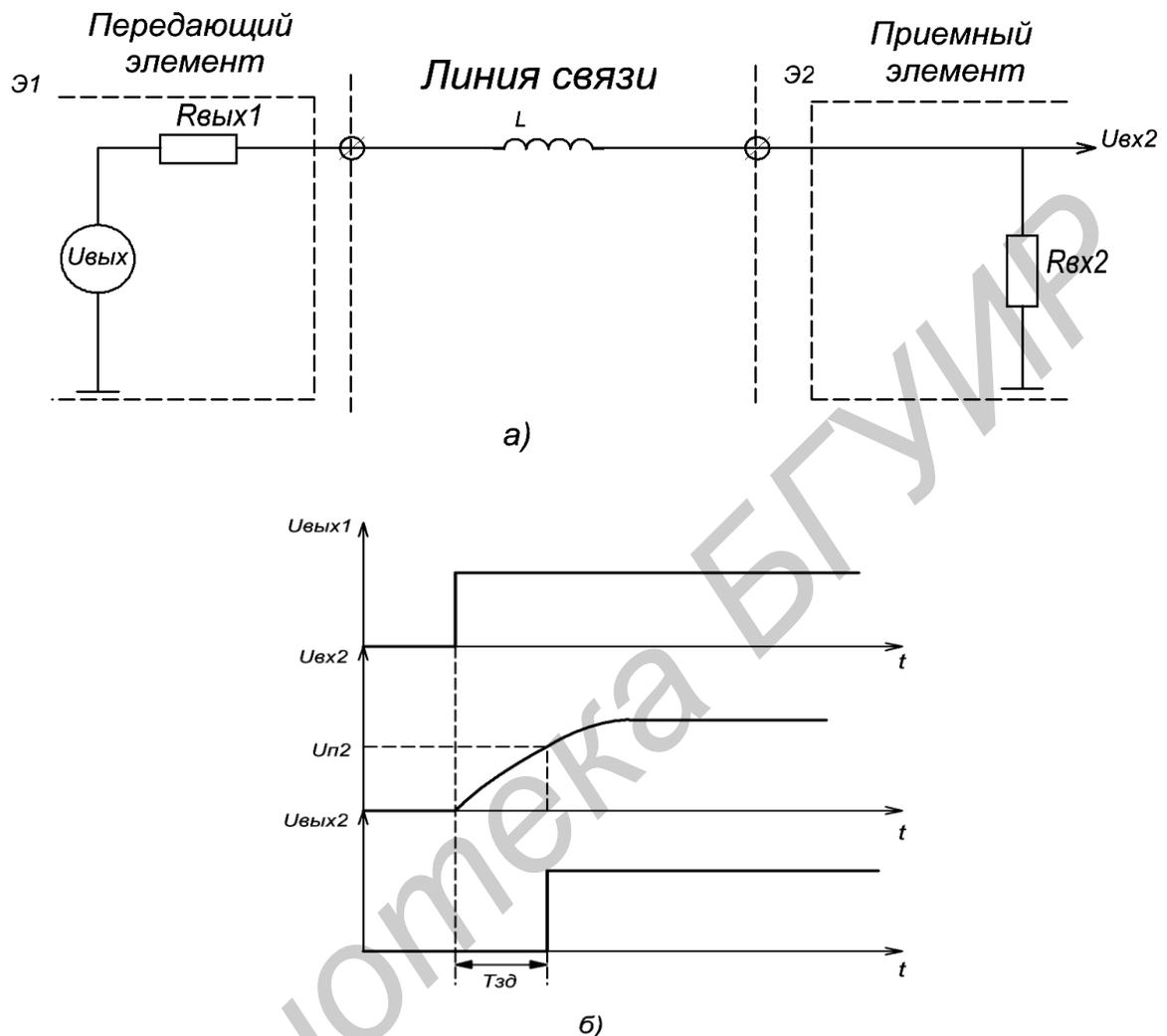


Рис. 8. Индуктивный характер короткой линии связи: эквивалентная схема (а) и временная диаграмма (б)

Для элементов типа МДП, характеризующихся большими (килоомы) выходными сопротивлениями, наиболее опасными являются емкостные помехи.

В случае электрически «длинной» линии связи (рис. 9) переходные процессы в ней зависят от характера перепада напряжения на входе линии  $U_{вх}$  и соотношения волнового сопротивления линии  $Z_0$ , выходного сопротивления генератора импульсов  $Z_r$  и входного сопротивления  $Z_H$ , нагруженного на конец линии логического элемента  $Z_H$ . Коэффициент отражения в «длинной» линии можно найти из выражения

$$K_{отр} = \frac{U_{отр}}{U_{вх}} = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}. \quad (19)$$

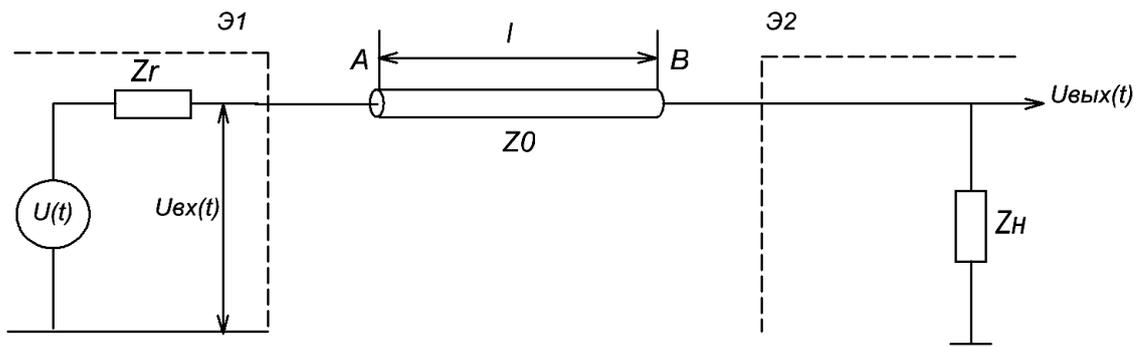


Рис. 9. Упрощенная эквивалентная схема электрически «длинной» линии связи

Если  $Z_H = Z_0$  ( $K_{отр} = 0$ ), то линия считается согласованной, в ней не происходит отражения от сопротивления нагрузки. Если  $Z_H \geq Z_0$  ( $K_{отр} \geq 0$ ), то такая линия называется несогласованной. В такой линии волна напряжения достигнув конца линии, отражается синфазно при  $K_{отр} \geq 0$  или в противофазе, если  $K_{отр} < 0$ . Отраженная от конца линии волна напряжения, достигнув ее начала, или затухает при  $Z_r = Z_0$ , или вновь отражается, если  $Z_H \geq Z_0$ .

В табл. 2 приведены выражения для расчета волнового сопротивления электрически «длинных» линий связи различного конструктивного исполнения.

Максимально допустимая длина несогласованной электрически «длинной» линии связи может быть оценена по формуле

$$l_{max} = (\tau_\phi / K_v) V_1 = (\tau_\phi / K_v) (V / \sqrt{\mu_r \epsilon_r}), \quad (20)$$

где  $\tau_\phi$  – длительность фронта сигнала, с;  $V_1$  – скорость распространения сигнала, м/с;  $K_v$  – энергетическая постоянная, числовое значение которой зависит от конструкции линии связи;  $V$  – скорость света в вакууме ( $V = 3 \cdot 10^8$  м/с);

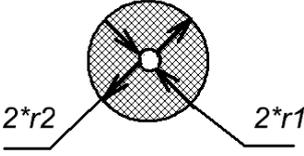
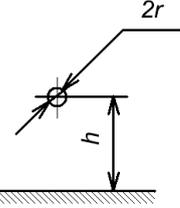
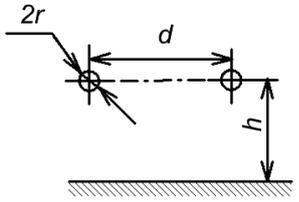
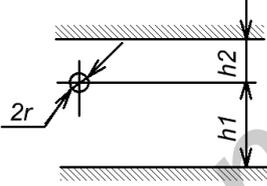
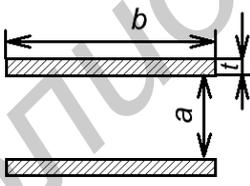
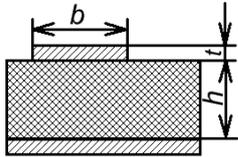
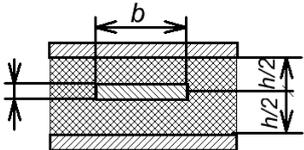
$\mu_r$  – магнитная проницаемость среды.

При физической длине линии связи, превышающей  $l_{max}$ , электрически «длинные» линии необходимо согласовывать. Линия связи будет более согласованной, если сопротивление приемного и передающего концов линии равно ее волновому сопротивлению (допускается для цифровых ИМС рассогласование до 20 %). Подключение согласующего резистора  $R_C$  последовательно с выходом передающего элемента (последовательное согласование) используется, если выходное сопротивление элемента много меньше  $Z_0$  (рис. 10, а и б).

В параллельно согласованной линии согласующий резистор подсоединяется параллельно входному сопротивлению приемного элемента (рис. 10, в и г). Такой способ согласования применяется, если величина  $Z_0$  много меньше входного сопротивления, нагруженного на линию логического элемента. Так как падение напряжения на резисторах понижает уровень передаваемого сигнала, то последовательное и параллельное согласования применяются, когда число приемных элементов не более двух. При большем числе нагрузок на линию используются эмиттерные повторители (рис. 10, д).

Таблица 2

Формулы для расчета волнового сопротивления линий связи различной конфигурации

№ ПП	Сечение	$Z_0, \text{ Ом}$
1		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{r_2}{r_1}$
2		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{h + \sqrt{h^2 + r^2}}{r}$
3		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{2h \cdot \sqrt{1 + 4 \frac{h^2}{d^2}}}{r}$
4		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left[ \frac{2(h_1 + h_2)}{\pi r} \sin \frac{\pi h_1}{h_1 + h_2} \right]$
5		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{a}{b}$
6		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{1,75h}{b}$
7		$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{2,55h}{b}$

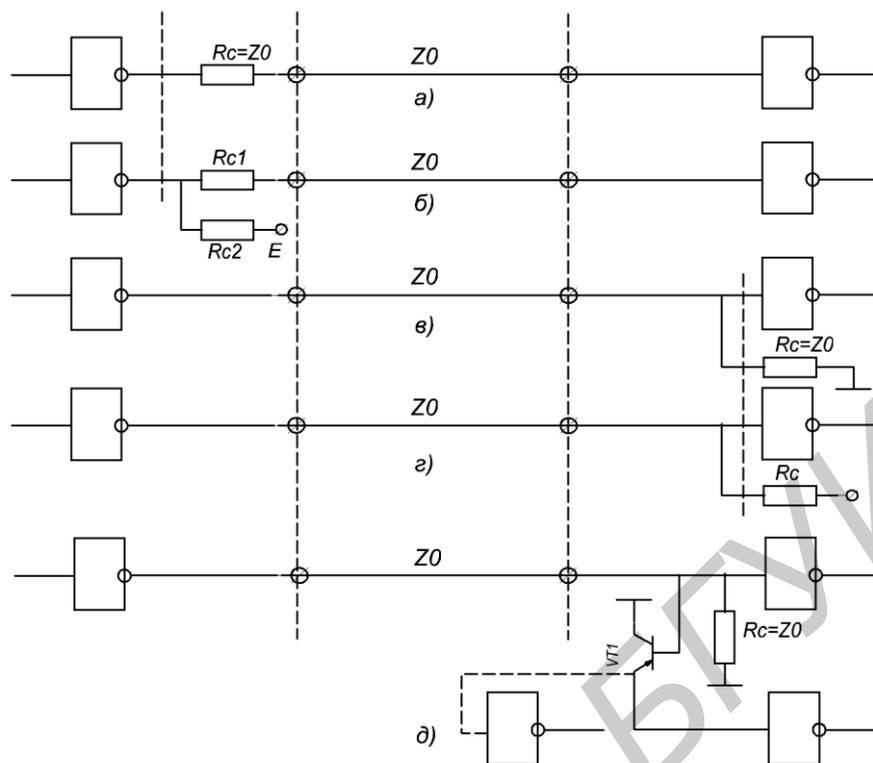


Рис. 10. Способы согласований линий связи: последовательный (а, б), параллельный (в, г) и с помощью эмиттерного повторителя (д)

В зависимости от специфики разрабатываемой аппаратуры в качестве длинных линий используют микрополосковые и полосковые печатные проводники, свитую пару, плоский кабель, коаксиальный кабель. При высоком уровне внешних для линий связи электромагнитных помех рекомендуется применение коаксиальных кабелей и свитых пар с формированием разнополярных сигналов на обоих проводах пары.

### 1.3. Перекрестные помехи в линиях связи

Перекрестные помехи обусловлены электрическим, магнитным и электромагнитным взаимодействием расположенных по соседству линий связи. Микроминиатюризация и увеличение плотности упаковки проводников ставят перед конструктором важную задачу уменьшения помех до уровней, не влияющих на точную и надежную работу аппаратуры. Уровень помех зависит от взаимной индуктивности проводников и межпроводниковой емкости, создавая соответственно индуктивную и емкостную составляющие взаимных помех. Емкостная составляющая возрастает с ростом скорости изменения напряжения на входе линии связи и величин сопротивлений на концах линии, индуктивная помеха – с ростом скорости изменения тока в линии и увеличением числа нагрузок на выходе активной линии.

Если в конструкции ЭВМ соседние сигнальные линии связи расположены на достаточно близком расстоянии друг от друга и при переключении элементов по сигнальным цепям протекают импульсные токи с крутыми фронтами, то из-за наличия паразитных связей в соседних линиях могут наводиться перекрестные помехи. Для того чтобы не было ложного срабатывания логических элементов, необходимо, чтобы значение наводимой помехи не превышало допустимого предела.

Параметры перекрестных помех в цифровых устройствах в общем случае определяются следующими факторами: параметрами генераторов помех (амплитудой  $U_{\text{вых}}$ , полярностью, длительностью фронтов импульсов, наводящих помехи, выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}}$  и емкостью  $C_{\text{вых}}$ ); параметрами приемников помех (статической и динамической помехоустойчивостью, входным сопротивлением  $R_{\text{вх}}$  и входной емкостью  $C_{\text{вх}}$ ); параметрами линий связи (поперечным сечением, длиной, количеством, взаимным расположением линий, наличием экранов и фильтров, параметрами диэлектриков).

Если две соседние линии связи выполнены на печатной плате (рис. 11, а), то эквивалентную схему можно представить следующим видом (рис. 11, б и в) в предположении, что в первом случае линия – источник помех нагружена на источник напряжения  $U$ , а во втором случае – на источник тока  $I$ .

Взаимная емкость и индуктивность для параллельных печатных проводников длиной  $l$  описываются выражениями

$$C_{1,2} = 0,12 \cdot 10^{-12} \varepsilon_r \cdot e / \lg[2d / (a + b)] \quad (21)$$

и

$$M_{1,2} = 2l(2,3 \lg[2B / (d + B)])(d + B) / l + 1) \cdot 10^{-8}. \quad (22)$$

В случае преобладания емкостной связи (рис. 11) максимальное значение сигнала помехи при  $t = \tau_{\phi}$  и  $C_{1,2} \gg C_{\text{н.экв}}$ :

$$U_{\text{пом}} = \frac{U \cdot \tau}{\tau_{\text{ср}}} (1 - e^{-\frac{\tau_{\text{ср}}}{\tau}}). \quad (23)$$

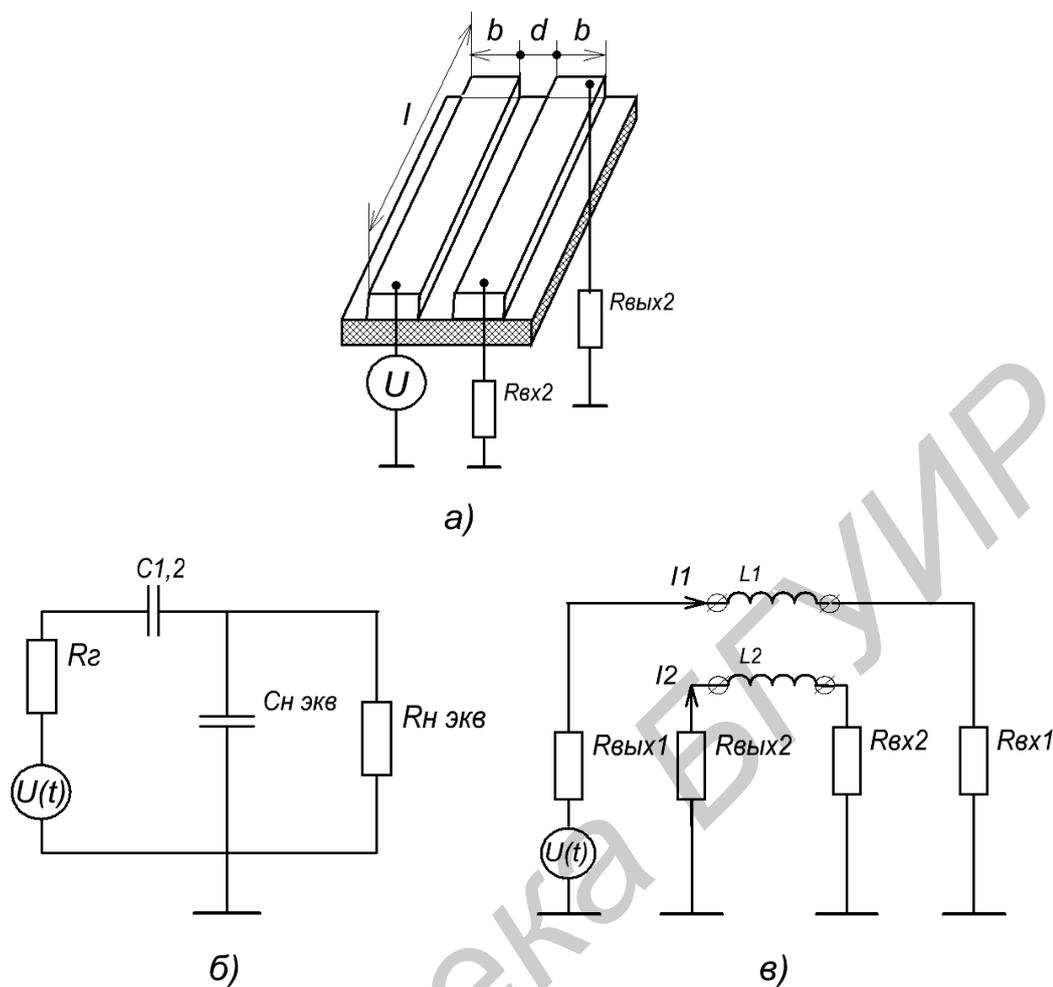


Рис. 11. Паразитная (а), емкостная (б) и индуктивная (в) связи между электрическими «короткими» линиями связи

Поскольку  $\tau_{\text{ср}} \gg \tau$  и  $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вых}}$ , то

$$U_{\text{пом}} \approx \frac{U \cdot \tau}{\tau_{\text{ср}}} = \frac{U \cdot R_{\text{вых}} \cdot C_{1,2}}{\tau_{\text{ср}}}. \quad (24)$$

Для надежной работы логических элементов необходимо выполнять условие:

$$U_{\text{пом}} < U_{\text{пом, доп}} \text{ или } C_{1,2} < \frac{\tau_{\text{ср}} \cdot K_{\text{пом}}}{R_{\text{вых}}}, \quad (25)$$

где  $K_{\text{пом}}$  – коэффициент помехоустойчивости:

$$K_{\text{пом}} = \frac{U_{\text{пом, доп}}}{U}. \quad (26)$$

Допустимая длина общего участка линии связи  $l_{c,доп}$  с учетом (15)

$$l_{c,доп} < \frac{\tau_{\phi} \cdot K_{пом} \lg 2d/(d+b)}{0,12 \varepsilon_r \cdot R_{вх2}} \cdot 10^{12}. \quad (27)$$

В случае преобладания взаимоиндуктивной связи наводимое напряжение помехи:

$$U_{пом} = \frac{M_{1,2} I}{\tau_{\phi}}. \quad (28)$$

Поскольку  $R_{вх2} \ll R_{вх}$ , то это напряжение полностью приложено к сопротивлению  $R_{вх2}$ .

Для надежной работы логического элемента

$$U_{пом} < U_{пом,доп} \text{ или } M_{1,2} = \frac{U_{п} \cdot \tau_{\phi}}{I}, \quad (29)$$

где  $\tau_{\phi}$  – время срабатывания элемента.

Допустимая длина общего участка линии связи  $l_{м,доп}$  с учетом (22):

$$2l_{м,доп} \{2,3 \lg [2l_{м,доп} (d+b)] + (d+b)/l_{м,доп} + 1\} \cdot 10^{-8} \leq \frac{U_{п} \cdot \tau_{\phi}}{I}.$$

На практике присутствуют как емкостная, так и индуктивная помехи, поэтому допустимую длину общего участка определим как:

$$l_{доп} = \frac{l_{c,доп} \cdot l_{м,доп}}{l_{c,доп} + l_{м,доп}}. \quad (30)$$

Отметим, что статическая помехоустойчивость определяется типом используемых логических элементов и для основных ИМС равна: для ТТЛ – 0,3–0,4 В; для ЭСЛ – 0,15–0,2 В; для МДП – 1–1,1 В. Коэффициент помехоустойчивости  $K_{пом}$  для основных видов цифровых схем равен: 0,1–0,2 для ТТЛ элементов; 0,19–0,25 для ЭСЛ; 0,05–0,1 для МДП; 0,5 для КМДП.

Снизить значение паразитной емкости между ЛС можно уменьшением длины совместного параллельного расположения проводов на минимально возможном расстоянии друг от друга, увеличением зазора между ними, укладыванием проводов, передающих различные по уровням сигналы, в отдельные жгуты, приближением линии связи к земле, введением экранированных проводов,

использованием коаксиальных кабелей. Например, заземление оплетки коаксиального кабеля позволит целиком избавиться от емкостной помехи. Ослабить взаимную индуктивность можно за счет разнесения линий связи возможно дальше друг от друга, уменьшением площадей контуров, образуемых проводами, по которым протекают прямые и обратные токи линий связи, использованием экранированных проводов, свитых пар, коаксиальных кабелей.

Для устранения перекрестных помех линии связи экранируют. Применение линий связи с экранирующей металлической оболочкой является эффективным способом ее защиты от воздействий электрического и электромагнитного полей. Экраны необходимо заземлять короткими проводами минимального индуктивного сопротивления либо путем непосредственного контакта с корпусом прибора. Отсутствие заземления экранов линий связи не устраняет емкостную связь между центральными проводами. Если ток, протекающий по центральному проводу линий связи, равен обратному току через его оплетку, то в пространстве, окружающем линию, электромагнитное поле отсутствует.

#### **1.4. Конструкции сигнальных линий связи**

Материалом токопроводящих жил проводов является медь и ее сплавы. С уменьшением габаритов аппаратуры, уменьшением длин и диаметров монтажных проводов, а также ужесточением требований к механическим воздействиям, все чаще стали находить применение медные сплавы, обладающие более высокой прочностью на разрыв и гибкостью при небольшом ухудшении проводимости.

Монтажные провода бывают одно- и многожильными. Высокая гибкость, долговечность и надежность провода в условиях воздействия ударов и вибраций обеспечивается свиванием нескольких одиночных проводов в многожильный. Многожильный провод с суммарной площадью поперечного сечения токопроводящих жил, равной площади поперечного сечения одиночного провода, имеет несколько больший диаметр и стоимость, которые возрастают с увеличением числа жил. Повышение механической прочности многожильных проводов достигается введением в конструкцию провода центральной упрочняющей стальной жилки.

Защиту от электрического замыкания провода на корпус изделия или на соседний провод осуществляют нанесением на токопроводящую жилу изоляционного покрытия. Материал и конструкция изоляции должны обеспечивать высокие значения электрических параметров (диэлектрическую прочность, сопротивление изоляции, диэлектрическую постоянную) в процессе и после приложения внешних воздействий, а также после длительного хранения. В настоящее время существует большое разнообразие различных типов изоляционных покрытий.

Провод выбирают исходя из требуемых условий эксплуатации, нагрузки по току, допустимого падения напряжения, утечки тока, диэлектрической прочности. Одножильные провода рекомендуется использовать в стационарной

аппаратуре, не подверженной воздействиям ударов и вибраций. Увеличение числа жил провода повышает его стойкость к многократным перегибам в условиях воздействия вибраций. Многожильные провода применяют в бортовой аппаратуре.

Выбор диаметра провода зависит от протекающего тока и допустимого перегрева провода. Плотности тока для различных диаметров проводов при длительных допустимых токовых нагрузках, приводящих к перегреву провода на 20 °С относительно окружающей среды, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Допустимые токи нагрузки медных проводов

Электрический параметр	Диаметр, мм									
	0,25	0,35	0,5	0,7	0,9	1,1	1,4	1,6	1,8	2,5
Плотность тока, А/мм <sup>2</sup>	14	13	12	10	10	10	9	9	8	8
Ток, А	0,7	1,3	2,5	4	7	10	14	17	20	30

Из данных этой таблицы следует, что для проводов малых диаметров имеют место большие плотности токов за счет более активного теплообмена с окружающей средой. Ниже в табл. 4 приведены марки широко используемых монтажных проводов.

При монтаже логических элементов одиночным проводником обратные токи протекают по общему для всех схем проводнику, называемому землей, (рис. 12, а). Такой вид однопроводного монтажа приводит к увеличению индуктивности проводника с возрастанием зазора между проводником и землей и снижению помехоустойчивости. Помеха в данном случае обуславливается действием магнитного поля петель связи соседних проводников, а также узлов, создающих магнитные поля. Уменьшение паразитной связи, сокращение площади петли возможно путем прокладывания проводника непосредственно по поверхности заземленных конструкций (рис. 12, б) или путем использования двухпроводного монтажа (рис. 12, в). В последнем случае достигается уменьшение индуктивности по сравнению с монтажом одиночным проводником примерно в два раза. Обратный проводник в двухпроводной линии связи должен быть заземлен в одной точке на входе или выходе линии для избежания появления контурных токов заземления и, как следствие, помехи из-за возможности разности потенциалов между точками заземления.

Марки монтажных проводов

Провод монтажный	Марка	Темп., °С	Область применения
С волокнистой и полихлорвиниловой изоляцией	МШВ, МГШВ, МГШВЭ	-60 ... +70	Фиксированный внутри- и межприборный монтаж устройств для полевых условий
С полихлорвиниловой изоляцией	МГВ, МГВЭ, МГВЛ, ПМВ, ПМОВ, ПМВГ	-60 ... +70	Фиксированный монтаж слаботочковой аппаратуры
С лавсановой изоляцией, теплостойкий	МГТЛ, МГТЛЭ	-60 ... +150	Фиксированный и гибкий внутриприборный монтаж
Малых сечений	МГТФ, МГСТФ, МГТФЭ	-60 ... +70	Монтаж слаботочковой аппаратуры
С полиэтиленовой изоляцией повышенной теплостойкости	ПМП, ПМПЭ, ПМПЛ	-60 ... +220	Внутри- и межприборный монтаж

Если указанными способами (см. рис. 12 а, б, в) получить помеху ниже допустимого уровня не удастся, то соединения выполняют скрученными парами проводников (рис. 12, г), плоскими кабелями с экранирующими проводниками или малогабаритными коаксиальными кабелями. При использовании скрученных пар вместо одной петли получают несколько малых петель связи, что и приводит к некоторой компенсации наводимых помех.

Волновое сопротивление скрученной пары определяется по выражению

$$Z_0 = 120 \sqrt{\varepsilon_{\text{ср}}} \cdot \ln\left(\frac{2d_{\text{из}}}{d}\right), \quad (31)$$

где  $\varepsilon_{\text{ср}}$  – средняя величина относительной диэлектрической проницаемости воздуха и изоляции проводников;  $d_{\text{из}}$ ,  $d$  – диаметр проводника с изоляцией и без.

Для линий связи с диаметром жил 0,9–1,2 мм шаг свивания должен быть 100–300 мм, для диаметров 0,3–0,8 мм шаг выбирают в пределах 40–90 мм. Для различных шагов свивания коэффициенты ослабления помех составляют следующие значения:

Шаг свивания, мм .....	100	75	50	25.
Коэффициент ослабления, дБ .....	23	37	41	43.

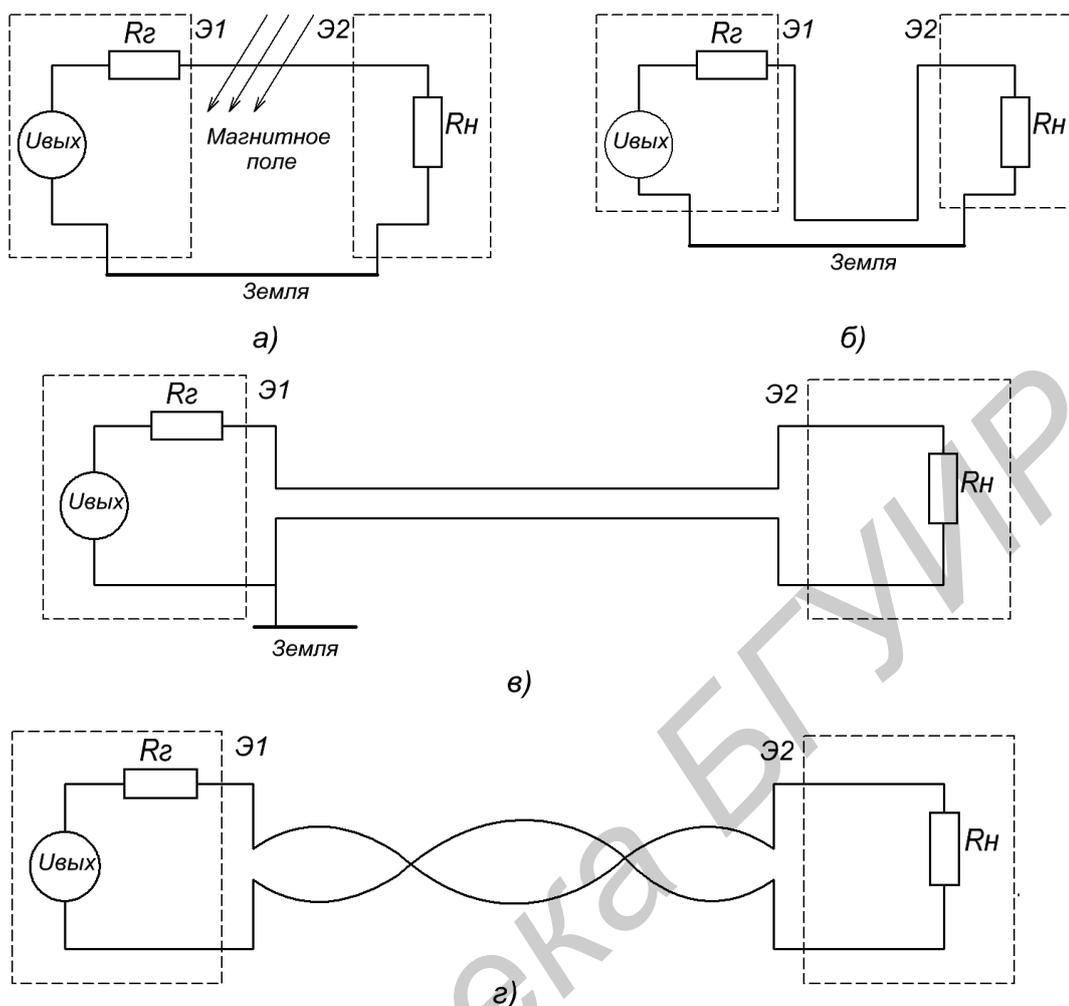


Рис. 12. Варианты выполнения линий связи:  
одиночным проводником (а, б), двумя проводниками (в), скрученной парой (г)

Скрученная пара обеспечивает хорошую защиту передаваемых сигналов от влияния электромагнитных помех до частоты 100 кГц и удовлетворительную до частоты 10 МГц, гарантируя при этом постоянство волнового сопротивления. При монтаже скрученной парой увеличиваются масса, суммарная длина проводников, высота монтажа, что приводит к усложнению монтажных работ. Поэтому используется и комбинированный монтаж как одиночными проводниками, так и скрученными парами. Скрученными парами выполняются связи входов высокочувствительных ИМС, выходов мощных ИМС. Все прочие схемы могут коммутироваться однопроводными связями.

В быстроредействующих ЭВС применяется электромонтаж согласованными радиочастотными коаксиальными кабелями. Коаксиальный кабель является двухпроводной линией связи, состоящей из внешнего трубчатого проводника (оплетки), внутри которого размещается провод, отделенный диэлектрической средой от оплетки.

Промышленность выпускает коаксиальные кабели с волновым сопротивлением от 50 до 3200 Ом и номинальным диаметром от 0,6 до 120 мм. Марка кабеля указывает на его тип, волновое сопротивление, диаметр, группу изоляции и нагревостойкости, порядковый номер разработки. Например, марка кабеля РК-50-4-11 означает, что это радиочастотный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, диаметром 4 мм, обычной нагревостойкости 1 с порядковым номером разработки 1.

Коаксиальный кабель используют для передачи разнообразных сигналов в широком частотном диапазоне. Постоянство электрических параметров, высокая защищенность от электрических и электромагнитных полей обуславливает достаточно широкое использование коаксиальных кабелей. При межприборной коммутации низкочастотной аппаратуры оплетка коаксиального кабеля для предотвращения появления контуров заземления заземляется на одном конце через выводы электрического соединителя. Оплетка кабеля высокочастотной аппаратуры соединяется с линией нулевого потенциала в нескольких точках через интервал  $0,25\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны передаваемого сигнала на самой высокой частоте. При протекании значительных токов по линии нулевого потенциала многоточечное заземление кабеля теряет свою эффективность. В табл. 5 приведены основные марки коаксиальных кабелей.

Наличие оплетки коаксиального кабеля приводит к резкому возрастанию емкости прямого проводника на экран, что обязательно должно учитываться на этапе проектирования схем. Коаксиальные кабели имеют значительные габариты, сложны в монтаже и рекомендуются к использованию для внутри- и межмодульной коммутации.

Таблица 5

Основные марки коаксиальных кабелей

Кабель	Марка	Темп., °С	Область применения
Радиочастотные со сплошной изоляцией	РК-50-2, РК-75-4, РК-100-7, РК-50-9, РК-75-9	-60 ... +70	Стационарная и передвижная аппаратура
Спиральные	РС-400-7, РС-1600-7	-60 ... +85	Элементы задержки импульсных сигналов
Радиочастотные теплостойкие малогабаритные	РКТ-72, РКТ-73	-60 ... +125	Внутриблочный монтаж

Что касается печатных плат, то для низких частот передачи данных узкие плоские сигнальные проводники располагают на диэлектрическом основании совместно с проводниками электропитания и нулевого потенциала, которые для уменьшения падения напряжения на них выполняются широкими, насколько это возможно. Одно- и двусторонние печатные платы не обеспечивают для всех проводников однородного и стабильного волнового сопротивления, поскольку

сигнальные проводники располагаются на разных расстояниях от проводника нулевого потенциала. Между проводниками имеет место значительная емкостная и индуктивная связь.

В быстродействующих ЭВС уменьшение паразитной связи между проводниками достигается введением экрана в конструкцию платы, заземление которого обеспечивает также и одинаковые значения волновых сопротивлений сигнальных проводников. Экран является общим для всех проводников платы и выполняется в виде одного или нескольких проводящих слоев многослойной печатной платы. Функцию экрана в многослойных платах часто выполняет сплошной слой электропитания. В практике конструирования как печатного, так и объемного электромонтажа линий связи трудно получить волновые сопротивления линий связи ниже 30 Ом и выше 600 Ом. При конструировании цифровой аппаратуры стремятся разрабатывать и использовать линии связи с большим волновым сопротивлением и малой шунтирующей емкостью.

Разводка сигнальных цепей любых линий связи основана на двух основных типах коммутации: последовательном и параллельном (рис. 9). Последовательная разводка обеспечивает связи минимальных физических длин, легкость проектирования и монтажа. Недостатком является наличие цепей, по которым текут суммарные токи приемных элементов, вызывающие значительные падения напряжения на проводниках. В худшем случае отказ контакта или проводника приводит к отказу всех схем, нагруженных на передающий элемент.

При параллельной разводке имеет место наилучшая развязка цепей, меньшая задержка сигнала, в случае отказа одного проводника или контакта это скажется на работоспособности только одного приемного элемента. Однако суммарная физическая длина проводников при таком типе разводки максимальна.

## **1.5 Электрические контакты в линиях связи**

В ЭВС используются временные, постоянные и полупостоянные электрические контакты. К временным следует отнести разъемное и винтовое соединение, к постоянным – сварку, полупостоянным – паяное соединение, соединение накруткой и опрессовкой.

Разъемные соединения обеспечивают быструю установку и удаление элементов конструкции и используются для повышения ремонтпригодности аппаратуры.

Соединение пайкой осуществляется расплавленным припоем с температурой плавления ниже температуры плавления соединяемых проводников.

Сварочное соединение обладает высокой механической прочностью, способностью выдерживать циклические температурные воздействия, обеспечивает высокую плотность монтажа и рекомендуется для применения при разработке микроминиатюрной аппаратуры. Однако при выполнении соединений сварочными токами можно повредить ИМС, диоды, транзисторы.

Соединение накруткой получают без разогрева материалов путем накручивания под натягом вокруг жесткого вывода нескольких витков одножильного провода. В сечении вывод представляет квадратную или прямоугольную форму с острыми углами. Материал вывода должен быть достаточно прочным, чтобы противостоять скручивающим усилиям, обладать хорошим сопротивлением на смятие накручиваемым проводом и низким омическим сопротивлением. Подобными свойствами обладают фосфористая и бериллиевая бронзы. В качестве материала проводника используется относительно мягкий и пластичный материал, сохраняющий форму накрутки. Соединение обеспечивает высокую надежность при жестких механических и климатических воздействиях. Основными причинами отказа соединения является ухудшение переходного сопротивления из-за коррозии соединения.

Использование пайки и накрутки позволяет автоматизировать производство электромонтажных работ. Пайка и сварка обеспечивает высокую плотность монтажа.

В ЭВС используют соединения многих разнородных материалов: серебро, палладий, золото – в контактах соединителей, медь и ее сплавы – для проводов, клемм, гнезд и штырей соединителей; оловянно-свинцовые припои в соединениях; цинк, никель, кадмий – для защитных покрытий крепежа и т. д. В местах соединений разнородных материалов возникают термоэлектрические потенциалы, зависящие как от материалов, так и температуры в соединении. Разница температур в различных частях конструкции может привести к погрешностям из-за наличия термоэлектрических потенциалов электрических соединений в высокочувствительных низкоуровневых схемах с высокими коэффициентами усиления. Основными принципами уменьшения погрешностей термоэлектрических потенциалов являются минимизация числа соединений, использование материалов с низкой термоэлектрической способностью. Наличие окислов на проводах, соединяемых накруткой, в значительной степени увеличивает термоэлектрическую способность соединений (до  $0,9 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$ ). Поэтому с проводов перед накруткой должны тщательно удаляться окислы.

Для конструктивных модулей всех уровней ЭВС конструктор разрабатывает определенный способ коммутации. При этом, как правило, модули снабжаются разъемными соединителями, которые по назначению можно классифицировать как соединители разных уровней коммутации.

Взаимодействие на плате ИМС и электрорадиоэлементов выполняется, как правило, паяными соединениями. Недостаток этого способа состоит в том, что для многовыводных компонентов затрудняется демонтаж, возникает необходимость в использовании специальной оснастки, паяльников для групповой пайки. Улучшение ремонтпригодности и снижение эксплуатационных затрат возможно, если применять в конструкции соединители первого уровня коммутации. Соединители ИМС распаиваются на печатной плате, затем в них устанавливают МС. Электрический контакт выводов соединителя с выводами ИМС обеспечивается за счет холодного контактирования металлов.

Соединители второго уровня коммутации обеспечивают электрическое соединение ТЭЗ между собой на шасси или объединительной печатной панели. Соединители третьего уровня осуществляют коммутацию приборов, блоков, рам и стоек.

В зависимости от назначения различают соединители кабельные, приборно-кабельные и приборные. Кабельный соединитель служит для коммутации кабелей приборов. Вилочная и розеточная части соединителя не закрепляются на приборах, а фиксируются на кабелях. В приборно-кабельных соединителях один из элементов (обычно вилка) закрепляется на приборе, вторым элементом соединителя (розеткой) заканчивается кабель, и фактически происходит коммутация кабеля с прибором. В приборных соединителях осуществляется коммутация частей приборов между собой. При этом вилка (или розетка) закрепляется на модуле, а ответная часть соединителя – на корпусе прибора. Соединители снабжаются фланцами или специальными элементами закрепления.

Соединение вилки с розеткой бывает врубным, резьбовым и байонетным. Врубное соединение обеспечивается простым вставлением вилки в розетку, иногда с фиксацией сочлененного состояния замком. Резьбовое соединение кабельных и приборно-кабельных соединителей выполняется резьбовой накидной гайкой, после завинчивания которой происходит коммутация и фиксация пар штырь–гнездо. Байонетное соединение обеспечивается пазом и выступом, вводимым в конструкцию вилки и розетки. При попадании выступа в паз и легком нажатии осуществляется скольжение выступа в пазе и фиксация в углубление.

Резьбовые соединители обеспечивают высокую надежность электрических соединений в условиях жестких механических воздействий. Врубное соединение позволяет быстро сочленять–расчленять соединитель, но такие соединители имеют низкую надежность в условиях воздействия ударов и вибраций. Байонетное соединение занимает промежуточное положение между врубным и резьбовым.

Электрический соединитель должен выдерживать более жесткие внешние климатические и механические воздействия, чем аппаратура, в которую соединитель устанавливается. Запас по внешним воздействиям обеспечит его надежную работу в процессе эксплуатации. Чем больше число контактов соединителя, тем меньше параметры надежности, приходящиеся на один контакт. Поэтому при отсутствии жестких ограничений на габариты и массу ЭВС можно рекомендовать вместо одного устанавливать несколько соединителей с суммарным числом контактов, равным числу контактов внешних цепей изделия.

Цилиндрические соединители обеспечивают более надежную заделку жгута, имеют большую надежность и стабильность параметров. Однако монтаж прямоугольных соединителей за счет линейного расположения выводов более удобен.

Соединитель выбирают исходя из назначения, предполагаемого способа монтажа, необходимого числа коммутируемых цепей, электрических и электромеханических параметров, внешних климатических и механических

воздействий, надежности. К электрическим параметрам соединителей относятся максимальная рабочая частота, контактное сопротивление, рабочие токи и напряжения, сопротивление и электрическая прочность изоляции. К электромеханическим – усилие сочленения соединителя. Для удобства эксплуатации и ремонте усилие сочленения должно быть минимальным. Однако при воздействии ударов и вибраций возникает опасность изменения контактного сопротивления, появление виброшумов и шорохов на контактах, нарушение контакта.

Для аппаратуры низкого и среднего быстродействия из электрических параметров наиболее важными являются максимальные коммутируемые токи и напряжения. Однако при работе на высоких частотах возникает проблема согласования волновых сопротивлений коммутируемых цепей и контактных пар соединителей. Несогласованность приводит к искажению передаваемых сигналов, увеличению времени переходных процессов в цепях передачи сигналов.

Следует отметить, что электрические соединители являются электромеханическими устройствами и чаще всего самым слабым звеном в ЭВС. Причинами ненадежности в работе соединителей является их неправильная установка, некачественный монтаж, плохое обслуживание, пыль и грязь. Важнейшее требование к соединителю – прочность и адекватность конструкции изделия, на которое соединитель устанавливается. При установке соединителя на панель или корпус изделия последние должны обладать достаточной жесткостью, чтобы предотвратить передачу механических воздействий на соединитель и жгут.

## **2. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ**

Изучить теоретическую часть.

Получить у преподавателя информацию о конкретных вариантах проводных линий связи, подлежащих исследованию, а также печатные узлы с цифровыми микросхемами.

Определить для конкретного заданного исполнения монтажных объемных и печатных проводников определенной длины их паразитные электрические параметры расчетным путем и экспериментально, а также погонные электрические параметры ( $C_{i0}$ ,  $L_{i0}$ ) и волновое сопротивление ( $Z_0$ ) линий связи.

Зарисовать графики зависимости электрических параметров линий связи от первичных геометрических параметров конфигурации заданных линий связи, а также от параметров используемых материалов.

Для заданных серий цифровых микросхем печатного узла определить по справочным данным входные и выходные сопротивления и емкости, а также напряжение питания и входные и выходные уровни логических элементов.

Теоретически рассчитать задержку сигнала с учетом индуктивного и емкостного характеров электрически «короткой» линии связи.

Провести моделирование и рассчитать допустимую длину исследуемых линий связи, а также уровень наводимых перекрестных помех, исходящих от рядом лежащих взаимодействующих линий.

Для заданных преподавателем условий произвести по справочным материалам выбор требуемых электрических разъемных соединителей.

Произвести сравнение и анализ полученных экспериментальных и теоретических результатов.

### **3. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА**

1. Цель работы.
2. Краткие сведения из теории.
3. Расчетная часть, включая полученные графики.
4. Результаты исследований. Сравнение и анализ полученных результатов.
5. Выводы и рекомендации по повышению быстродействия и помехоустойчивости электромонтажа и функциональных узлов ЭВС.

### **4. ВОПРОСЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ**

1. Назовите основные параметры электрических линий связи.
2. Требования к монтажу электрических линий связи.
3. Конструктивное исполнение электрических линий связи.
4. Эквивалентная схема двух взаимодействующих электрических линий связи.
5. Электрически «короткие» и электрически «длинные» линии связи и их влияние на быстродействие и помехоустойчивость цифровых ИМС.
6. Методика расчета задержки сигнала в электрически «коротких» линиях связи.
7. Определение допустимой длины электрически несогласованной «короткой» линии связи.
8. Конструктивные варианты уменьшения перекрестных помех в соседних линиях связи.
9. Варианты согласования электрически «длинных» линий связи.
10. Сравнение вариантов выполнения электрических контактов линий связи.
11. Критерии выбора электрических разъемных соединителей.
12. Конструктивные способы выполнения линий связи.

### **ЛИТЕРАТУРА**

1. Преснухин, Л. Н. Конструирование ЭВМ и систем : учебник для вузов по спец. «ЭВМ» и «Конструирование и производство ЭВА» / Л. Н. Преснухин, В. А. Шахнов. – М. : Высш. шк., 1986. – 512 с.
2. Шерстнев, В. В. Конструирование и микроминиатюризация ЭВА : учебник для вузов / В. В. Шерстнев. – М. : Радио и связь, 1984. – 272 с.

*Учебное издание*

**Русак Иван Михайлович**  
**Луговский Владимир Петрович**

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СОЕДИНЕНИЯ В ЭВС  
И ОСОБЕННОСТИ  
ИХ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ**

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

по курсу  
«Конструирование и технология электронных  
вычислительных средств»  
для студентов специальности  
«Электронные вычислительные средства»  
дневной и заочной форм обучения

Редактор Т. Н. Крюкова  
Корректор А. В. Тюхай  
Компьютерная верстка А. В. Тюхай

---

Подписано в печать 18.07.2011.	Формат 60x84 1/16.	Бумага офсетная.
Гарнитура Таймс.	Отпечатано на ризографе.	Усл. печ. л. 2,09.
Уч.-изд. л. 2,0.	Тираж 100 экз.	Заказ 232.

---

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.  
220013, Минск, П. Бровки, 6

Библиотека БГУИР