

## Согласование цепей

Когда в схеме необходимы согласующие резисторы? В соответствии с изложенным в главе 4, в двух случаях: если линия передачи длинная — для подавления отражений, и если линия передачи короткая — для подавления резонансов (“звона”).

В случае длинной линии передачи, а это значит — в том случае, когда ее длина превышает одну шестую электрической длины фронта сигнала, ее необходимо согласовывать. При отсутствии согласующих нагрузок отражения от концов линии полностью нарушат ее работу, сделав невозможной передачу сигнала. В разделе 4.3 главы 4 объясняется, как точно определить степень влияния отражений. В разделе 4.3.5 предложена простая формула для оценки продолжительности процесса затухания отражений в несогласованной линии передачи.

В случае короткой линии все равно могут потребоваться согласующие нагрузки, если на ее выходе включена емкостная нагрузка. В разделе 4.1 приведен анализ режима работы цепи, обладающей высокой индуктивностью, при наличии емкостной нагрузки, и показано, что при таких условиях в цепи, обладающей высокой добротностью  $Q$ , возникают переходные резонансные явления (“звон”). Резонансные явления в коротких линиях передачи оказывают фактически такое же влияние на режим работы линии передачи, как и отражения в длинных линиях передачи.

Резистивные согласующие нагрузки устраняют проблему отражений и “звона”. Три основных темы, рассматриваемые в данной главе:

- Сравнительный анализ согласования линии передачи на стороне нагрузки и на стороне источника;
- Правильный выбор сопротивления согласующих резисторов;
- Перекрестные помехи между согласующими нагрузками.

## 6.1 Согласование на стороне нагрузки

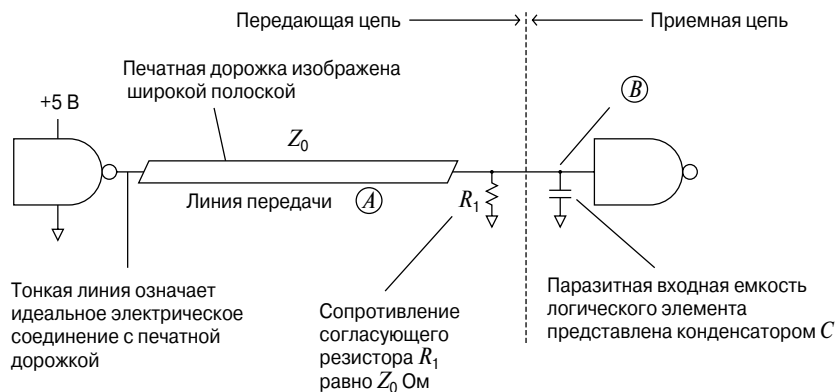
При использовании схемы согласования линий передачи на стороне нагрузки выходы всех логических элементов подключаются к сигнальным линиям непосредственно, а согласующие резисторы стоят на выходах сигнальных линий (рис. 6.1). Линия передачи, согласованная на стороне нагрузки, обладает следующими свойствами:

1. На вход линии с выхода источника поступает сигнал полной амплитуды.
2. Все отражения подавляются согласующим резистором.
3. Напряжение сигнала на входе приемника соответствует напряжению на выходе передатчика.

### 6.1.1 Длительность фронта сигнала на входе приемника

Вывести формулу для длительности фронта сигнала на входе приемника, подключенного к выходу линии передачи, согласованной на стороне нагрузки, можно на основе качественного анализа или более строгого математического анализа режима. Сначала проведем качественный анализ, а затем проверим наши выводы расчетом.

Приступая к качественному анализу, разобьем схему, приведенную на рис. 6.1, на две части. Левая часть — передающая цепь, включает в себя логический элемент, к выходу которого подключена линия передачи, согласованная на дальнем конце с помощью согласующего резистора. Эквивалентный выходной импеданс этой цепи в схеме замещения с источником напряжения равен импедансу параллельного соединения волнового сопротивления линии  $Z_0$  и сопротивления



**Рис. 6.1.** Расчет времени нарастания переходной характеристики цепи передачи сигнала в случае согласования линии на стороне нагрузки

согласующего резистора, также равного  $Z_0$ . В результате для кратковременных процессов импеданс передающей цепи составляет  $Z_0/2$  Ом.

Правая часть схемы — приемная цепь, включает в себя только логический элемент, на вход которого поступает сигнал. Входной импеданс приемника представлен на схеме, приведенной на рис. 6.1, эквивалентной емкостью  $C$ . Такая емкостная модель подходит для КМОП-, ТТЛ- или ЭСЛ-элементов в большинстве случаев.

В результате эквивалентная схема представляет собой простой  $RC$ -фильтр, для которого постоянная времени, как известно, составляет:

$$\text{Постоянная времени } RC\text{-цепи} = \frac{Z_0}{2}C, \quad (6.1)$$

Воспользовавшись формулой для времени нарастания переходной характеристики  $RC$ -фильтра по уровням 10–90%, приведенной в разделе 3.1, получаем в результате:

$$T_{\text{term}} = 2,2 \frac{Z_0}{2}C = 1,1Z_0 C, \quad (6.2)$$

По известной длительности фронта сигнала на входе линии —  $T_1$  и времени нарастания переходной характеристики по уровням 10–90%,  $T_{\text{term}}$ , цепи передачи сигнала получаем длительность фронта сигнала на входе приемника — в точке  $B$ :

$$T_B = (T_{\text{term}}^2 + T_1^2)^{1/2}, \quad (6.3)$$

Если по отношению к длине фронта сигнала сигнальная линия является длинной линией передачи, ее выходной импеданс фактически составляет  $Z_0$ . По мере уменьшения длины линии передачи до величины, сопоставимой с длиной фронта сигнала, ее выходной импеданс, измеренный в точке  $B$ , уменьшается. В конце концов, когда линия передачи становится очень короткой, выходной импеданс передающей цепи в точке  $B$  становится в точности равен выходному импедансу источника сигнала и длительность фронта сигнала в точке приема  $B$  уменьшается.

Теперь воспользуемся для оценки длительности фронта сигнала более строгим математическим подходом. Используем уравнение (4.61) из главы 4, описывающее частотную характеристику линии передачи в общем случае:

$$S_{\infty}(\omega) = \frac{H_X(\omega) A(\omega) [R_2(\omega) + 1]}{1 - R_2(\omega) R_1(\omega) H_X^2(\omega)}, \quad (6.4)$$

Если длина линии передачи превышает длину фронта сигнала, то отражениями от согласованного конца линии можно пренебречь. Это вполне оправданно, поскольку отражения от дальнего конца линии не успеют дойти до входа линии передачи и, отразившись от него, вернуться на выход линии до окончания первого фронта сигнала. Отражения, достигшие выхода линии позже, уже не повлияют

на форму прошедшего фронта сигнала. Отсутствие отражений от дальнего конца линии означает  $R_1(\omega) = 0$  в уравнении (6.4). В результате оно упрощается и принимает вид:

$$S_\infty(\omega) = H_X(\omega) A(\omega) [R_2(\omega) + 1], \quad (6.5)$$

Для того чтобы еще более упростить выражение, полагаем, что выходной импеданс источника очень мал по сравнению с волновым сопротивлением линии передачи, и таким образом коэффициент  $A(\omega)$  равен единице. Далее полагаем, что длина линии не настолько велика, чтобы вызывать заметное затухание сигнала, и таким образом модуль  $H_X(\omega)$  тоже равен единице. С учетом этих упрощений получаем:

$$S_\infty(\omega) \approx R_2(\omega) + 1, \quad (6.6)$$

Наконец, подставляя выражение для коэффициента отражения  $R_2(\omega)$  из формулы (4.53) и перегруппировав члены, получаем:

$$S_\infty(\omega) \approx \frac{2Z_L(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_0(\omega)} \approx \frac{2}{1 + \frac{Z_0(\omega)}{Z_L(\omega)}}, \quad (6.7)$$

Теперь заменим частотную функцию волнового сопротивления линии передачи  $Z_0(\omega)$  постоянным значением  $Z_0$ . И, наконец, воспользуемся тем, что в нашем случае  $Z_L(\omega)$  представляет собой импеданс параллельного соединения согласующего сопротивления (тоже равного  $Z_0$ ) и емкости  $C$ . В результате:

$$\frac{1}{Z_L(\omega)} = \frac{1}{Z_0} + j\omega C, \quad (6.8)$$

Подставляя полученное выражение в (6.7), приходим к следующему выражению:

$$S_\infty(\omega) \approx \frac{2}{1 + Z_0 [(1/Z_0) + j\omega C]}, \quad (6.9)$$

и после приведения подобных:

$$S_\infty(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega [(Z_0/2) C]}, \quad (6.10)$$

Уравнение (6.10) описывает частотную характеристику простого  $RC$ -фильтра с постоянной времени  $(Z_0/2)C$ . Это согласуется с нашей качественной моделью.

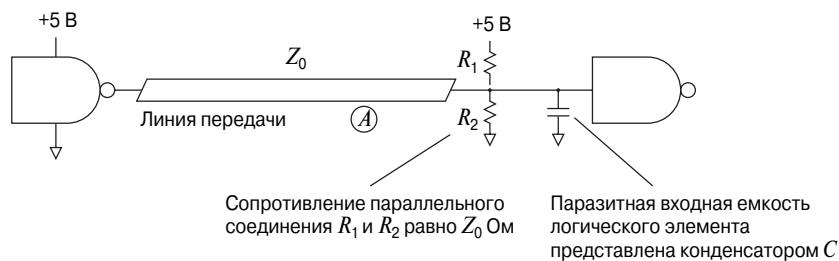
Как будет показано в разделе 6.2.2, время нарастания переходной характеристики цепи передачи сигнала в случае линии передачи, согласованной на стороне нагрузки, при работе на емкостную нагрузку оказывается вдвое меньше по сравнению с линией передачи, согласованной на стороне источника, работающей на такую же емкостную нагрузку.

### 6.1.2 Схема согласования линии передачи на стороне нагрузки со смещением уровня сигнала по постоянному току

Схема согласования, приведенная на рис. 6.1, редко используется в схемах, построенных на ТТЛ- или КМОП-логике, из-за большого выходного тока высокого уровня, который должен обеспечить источник сигнала. Когда в схеме, приведенной на рис. 6.1, источник сигнала переходит в высокоуровневое состояние, напряжение на его выходе становится близким к напряжению питания  $V_{CC}$ , и логический элемент должен обеспечить через согласующее сопротивление ток, равный  $V_{CC}/R_1$ . Когда источник сигнала переходит в низкоуровневое состояние, напряжение на его выходе падает до нуля и ток через согласующую нагрузку прекращается. В типичном случае сигнальной линии волновым сопротивлением 65 Ом, при размахе сигнала на выходе формирователя, составляющем 5 В, выходной ток высокого уровня составит  $5/65 = 76$  мА. Очень немногие логические элементы способны обеспечить такой выходной ток.

Сравните это требование с выходными характеристиками ТТЛ-схем, способных выдержать намного больший выходной ток низкого, а не высокого, уровня, или КМОП-схем, у которых выходные токи высокого и низкого уровня — одинаковы.

На рис. 6.2 показана широко применяемая схема согласования сигнальной линии передачи, называемая составной согласующей нагрузкой. В этой схеме фиксации уровня сигнала эквивалентное сопротивление параллельного соединения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  выбирается равным волновому сопротивлению  $Z_0$  линии передачи  $A$ . Отношение  $R_1/R_2$  определяет отношение требуемых выходных токов высокого и низкого уровня. На рис. 2.10 для составной согласующей нагрузки приведена эквивалентная однорезисторная схема с источником напряжения и соответствующая формула пересчета сопротивления.



**Рис. 6.2.** Схема фиксации уровня с использованием составной согласующей нагрузки

При равенстве сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , требуемые выходные токи высокого и низкого уровня одинаковы. Такой вариант схемы подходит для быстродействующей КМОП-логики (HCMOS).

При  $R_2 > R_1$ , требуемый выходной ток низкого уровня превышает требуемый выходной ток высокого уровня. Такой вариант схемы подходит для ТТЛ-логики и КМОП-логики серии НТС.

Выбор сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  удобнее всего выполнять графически. Этот выбор определяется тремя граничными условиями.

1. Эквивалентное сопротивление параллельного соединения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  должно быть равно  $Z_0$ .
2. Требуемый выходной ток высокого уровня не должен превосходить максимально допустимый ток высокого уровня  $I_{OH\max}$ .
3. Требуемый выходной ток низкого уровня не должен превосходить максимально допустимый ток низкого уровня  $I_{OL\max}$ .

В данном примере приняты следующие условные полярности токов: ток, втекающий в источник сигнала, принимается положительным, а ток, вытекающий из источника сигнала — отрицательным. ТТЛ- или КМОП-элементы в низкочастотном состоянии на выходе являются стоком тока (втекающий ток — положительный), а в высокочастотном состоянии — источником тока (вытекающий ток — отрицательный). ЭСЛ-элементы в обоих состояниях являются источником тока (вытекающий ток — отрицательный).

Первое граничное условие легко выразить через проводимости резисторов составной нагрузки. Обозначим проводимости сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , соответственно, через  $Y_1$  и  $Y_2$ :

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}, \quad Y_2 = \frac{1}{R_2}, \quad (6.11)$$

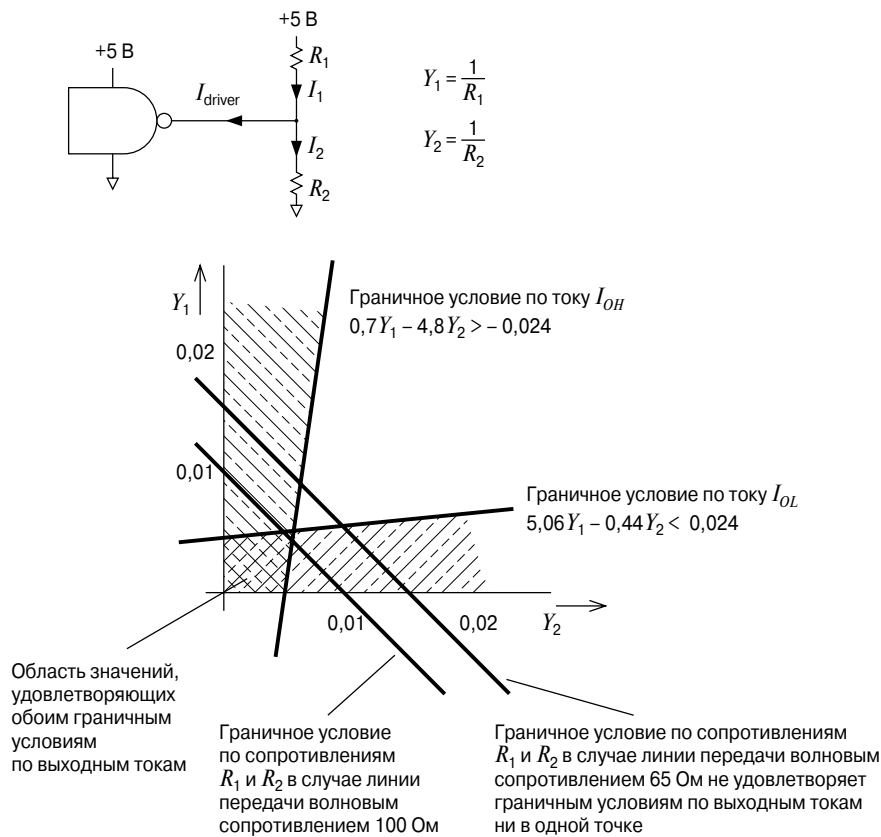
Сначала запишем уравнение граничного условия 1 через проводимости  $Y_1$  и  $Y_2$ , а затем переведем полученные значения в сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Преимуществом такого подхода является то, что уравнения граничных условий превращаются в линейные.

Граничное условие 1 изображается на диаграмме, приведенной на рис. 6.3, наклонной прямой линией:

$$Y_1 + Y_2 = \frac{1}{Z_0}, \quad (6.12)$$

Координаты точек, лежащих на этой линии, определяют пары значений  $Y_1$  и  $Y_2$ , удовлетворяющих граничному условию 1 (формула (6.12)).

Выведем теперь уравнение граничного условия 2, исходя из того, что ток, втекающий в источник сигнала, равен разности токов через сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Эти два тока зависят от напряжений  $V_{CC}$ ,  $V_{EE}$  и выходного напряжения



**Рис. 6.3.** Диаграмма для выбора сопротивлений составной согласующей нагрузки с учетом заданных граничных условий

логического элемента в высокоуровневом состоянии на выходе  $V_{OH}$ . Для определенности примем  $V_{CC} > V_{EE}$ . Часто одно из этих напряжений равно нулю.

Уравнение граничного условия 2, выраженное через заданное выходное напряжение высокого уровня, имеет вид:

$$(V_{CC} - V_{OH})Y_1 - (V_{OH} - V_{EE})Y_2 > I_{OH \max}, \quad (6.13)$$

Знака неравенства в уравнении (6.13) поставлен так, а не наоборот, поскольку, с учетом выбранной нами полярности токов, обе части уравнения (6.13) — отрицательны (логический элемент в высокоуровневом состоянии, как правило, является источником тока). Иными словами модуль правой части уравнения (6.13) должен быть меньше модуля его левой части. Значение тока  $I_{OH \max}$  необходимо подставлять в уравнение (6.13) с отрицательным знаком.

Уравнение граничного условия 3, выраженное через заданное выходное напряжение низкого уровня, имеет вид:

$$(V_{CC} - V_{OL})Y_1 - (V_{OL} - V_{EE})Y_2 < I_{OL\max}, \quad (6.14)$$

У ТТЛ- и КМОП-элементов ток  $I_{OL\max}$  является положительным. У ЭСЛ-элементов ток  $I_{OL\max}$  равен нулю, так как они не могут быть стоком тока.

Все три граничных условия, изображенных на рис. 6.3, рассчитаны для элемента И-НЕ серии 74НС11000. Выходные напряжения и максимально допустимые токи соответствуют максимальному напряжению питания +5,5 В (обычно это соответствует наихудшему случаю). На графике проведены 2 прямых граничного условия 1: для волнового сопротивления 65 Ом и 100 Ом. Линия граничного условия 1, соответствующая волновому сопротивлению 100 Ом, проходит через область значений, удовлетворяющих обоим граничным условиям для выходного тока, — через точку ( $Y_1 = 0,05$ ,  $Y_2 = 0,05$ ). Это соответствует сопротивлениям  $R_1 = 200$  Ом и  $R_2 = 200$  Ом.

Линия граничного условия 1, соответствующая волновому сопротивлению 65 Ом, проходит за пределами области допустимых значений выходного тока. Для этого волнового сопротивления допустимой комбинации сопротивлений составной согласующей нагрузки не существует. Микросхема 74НС11000 не может обеспечить нормальный режим формирования сигнала при работе на согласованную линию передачи волновым сопротивлением 65 Ом.

Иногда используют схему согласования с одним согласующим резистором, подключенным к напряжению смещения, предназначенного исключительно для согласования по току потребления. Описанная выше методика расчета составной согласующей нагрузки пригодна также для выбора согласующего напряжения.

Сначала рассчитывается схема согласования с использованием составной согласующей нагрузки. Затем она преобразуется в эквивалентную схему с источником напряжения. Эквивалентный выходной импеданс источника напряжения имеет единственное значение —  $Z_0$ . Напряжение эквивалентного источника напряжения определяется по формуле:

$$V_{\text{terminate}} = \frac{R_1 V_{EE} + R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}, \quad (6.15)$$

Значение, полученное по этой формуле, и есть необходимое согласующее напряжение, которое подается на согласующую нагрузку.

### 6.1.3 Другие топологии линий передачи, в которых используется согласование на стороне нагрузки

Разветвленную линию, изображенную на рис. 6.4, невозможно хорошо согласовать. Независимо от места подключения согласующих нагрузок, сигнал, посту-



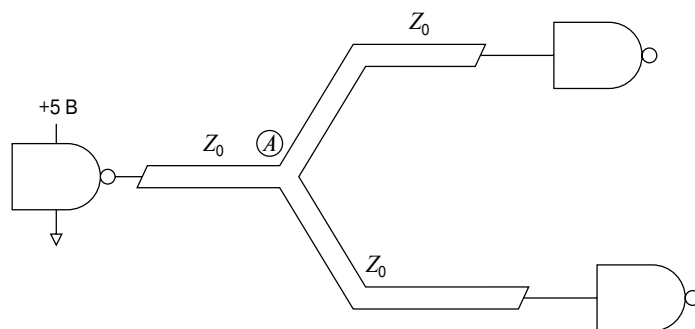


Рис. 6.4. Разветвленная линия передачи

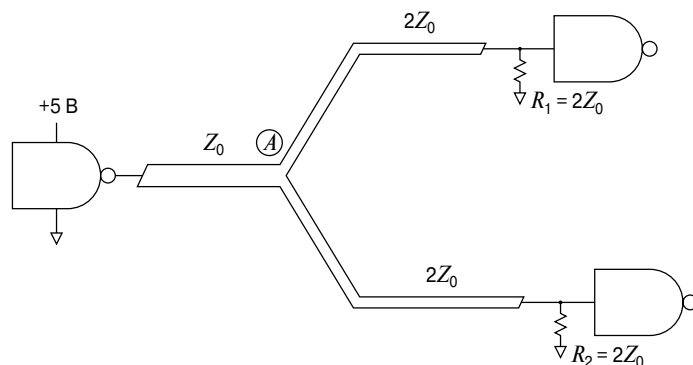
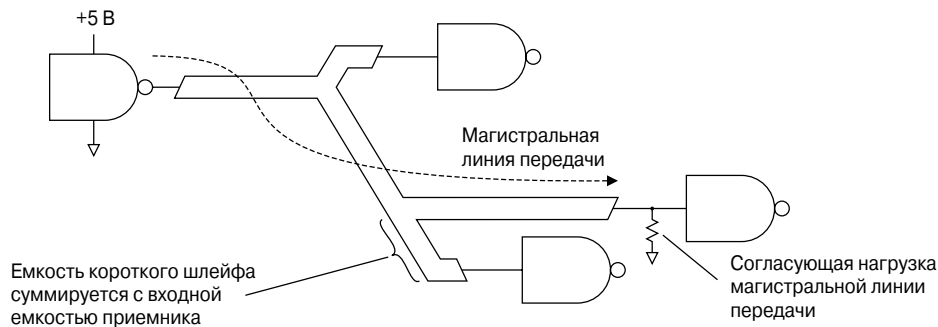


Рис. 6.5. Разветвленная линия с подобранным волновым сопротивлением ветвей

пающий с выхода источника сигнала в линию, все равно будет испытывать отражение на стыке линий, в точке  $A$ , вызывая колебательный переходной процесс.

Разветвленная линия передачи, изображенная на рис. 6.5, отличается от линии передачи, изображенной на рис. 6.4, и ее можно хорошо согласовать. Волновое сопротивление ветвей линии передачи, изображенной на рис. 6.5, вдвое превышает волновое сопротивление магистральной линии, подключенной к выходу источника сигнала. Это достигается за счет того, что печатные проводники ветвей делаются уже печатного проводника магистральной сигнальной линии. На конце каждой ветви подключается согласующая нагрузка сопротивлением  $2Z_0$ . Входное сопротивление каждой ветви в точке разветвления  $A$  равно  $2Z_0$ . Магистральная сигнальная линия, имеющая волновое сопротивление  $Z_0$ , оказывается идеально согласована в точке  $A$  с импедансом двух параллельно включенных ветвей, имеющих волновое сопротивление  $2Z_0$ . Однако такой вариант используется редко из-за сложностей изготовления на одной печатной плате линий передачи, сильно отличающихся по волновому сопротивлению.



**Рис. 6.6.** Линия передачи с шлейфовым подключением приемников, согласованная на стороне нагрузки

В линии передачи, согласованной на стороне нагрузки, каждый перепад напряжения распространяется по линии до ее конца и на выходе линии выделяется на согласующей нагрузке — отражения от конца линии полностью отсутствуют.

Поскольку в линии передачи, согласованной на стороне нагрузки, сигнал, поданный на ее вход, появляется с задержкой в каждой ее точке, приемники сигнала можно подключать к линии передачи в любом месте. Эта схема подключения называется *шлейфовой*. В линии передачи с шлейфовым подключением приемников, изображенной на рис. 6.6, на входах всех приемников появляется с задержкой копия входного сигнала.

Шлейфовые ответвления, соединяющие входы приемников с линией передачи, должны быть короткими по сравнению с длительностью фронта сигнала. Как мы уже объясняли, это необходимо для того, чтобы ослабить отражения в точке ответвления. Короткий шлейф с подключенной к нему входной емкостью приемника ведет себя как обычная емкостная нагрузка, растягивая фронт сигнала, — этот вопрос обсуждался в разделе 4.4.2. Если шлейфы расставлены вдоль линии с равномерным шагом, то могут быть полезны приближенные формулы, приведенные в разделе 4.4.3.

Идеальным местом для подключения согласующей нагрузки является дальний конец линии передачи за последним приемником, который подключается непосредственно к сигнальной линии — без какого-либо ответвления или шлейфа (рис. 6.7).

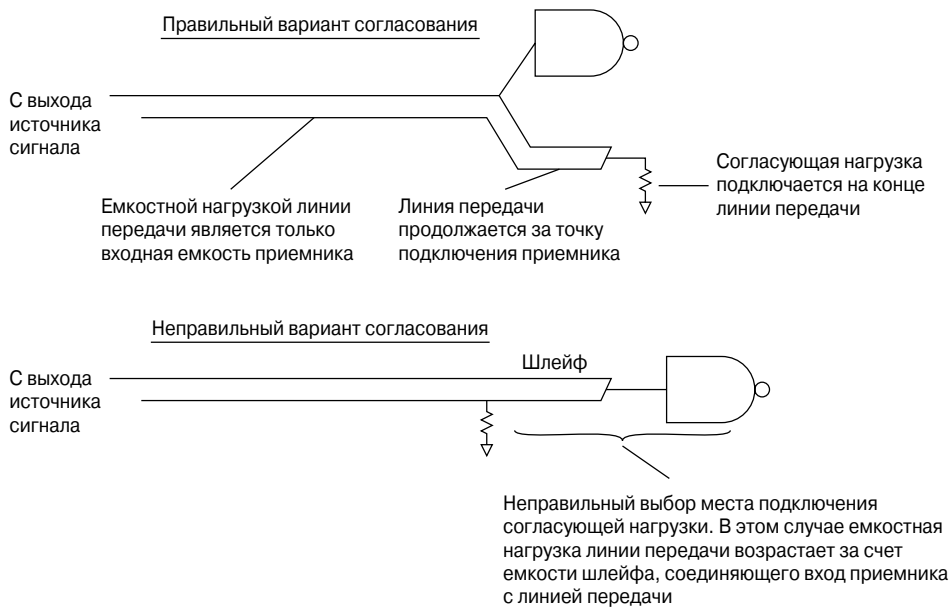


Рис. 6.7. Выбор правильного места подключения согласующей нагрузки

### 6.1.4 Мощность, рассеиваемая согласующей нагрузкой, подключенной на конце линии передачи

Мощность, рассеиваемая согласующей нагрузкой, зависит от напряжений высокого ( $V_{HI}$ ) и низкого уровня ( $V_{LO}$ ) сигнала, конкретной комбинации напряжений питания и смещения, и импеданса согласующей нагрузки. Рассеиваемая мощность обратно пропорциональна сопротивлению согласующей нагрузки. Чем выше волновое сопротивление линии передачи, тем ниже мощность, рассеиваемая согласующей нагрузкой, подключенной к ней.

Выражения для рассеиваемой мощности выходной цепи формирователя приведены в разделе 2.2.6. Полная мощность, рассеиваемая согласующими резисторами в схеме, приведенной на рис. 6.3, может быть рассчитана (при условии одинаковой продолжительности высокоуровневого и низкоуровневого состояния на выходе источника сигнала) по формуле (6.16):

$$P_{\text{load}} = \frac{(V_{HI} - V_{EE})^2 + (V_{LO} - V_{EE})^2}{2R_2} + \frac{(V_{CC} - V_{HI})^2 + (V_{CC} - V_{LO})^2}{2R_1}, \quad (6.16)$$

**НА ЗАМЕТКУ:**

Время нарастания переходной характеристики цепи передачи сигнала при работе на емкостную нагрузку, в случае линии передачи, согласованной на стороне нагрузки, оказывается вдвое меньше по сравнению с линией передачи, согласованной на стороне источника, при той же емкостной нагрузке.

Большинство ТТЛ- и КМОП-элементов не рассчитаны на выходной ток, необходимый для нормального режима работы на нагрузку, создаваемую линией передачи, согласованной на дальнем конце.

Линия передачи, согласованная на дальнем конце, допускает шлейфовое подключение приемников.

## 6.2 Согласование на стороне источника

При согласовании на стороне источника выход формирователя сигнала подключается к входу линии передачи через последовательное согласующее сопротивление. Сумма сопротивления последовательного согласующего резистора и выходного импеданса источника сигнала должна быть равна волновому сопротивлению линии передачи  $Z_0$ . При выполнении этого условия коэффициент отражения сигнала от ближнего конца линии будет равен нулю (рис. 6.8).

Линия передачи, согласованная на стороне источника, обладает следующими свойствами.

1. Половина напряжения сигнала, передаваемого с выхода источника сигнала на вход линии передачи, падает на последовательном согласующем сопротивлении.
2. Напряжение сигнала на входе линии передачи уменьшается вдвое по сравнению с напряжением сигнала на выходе источника сигнала в режиме холостого хода.
3. Коэффициент отражения от дальнего конца линии (разомкнутой на выходе) равен  $+1$ . Амплитуда отраженного сигнала, равная амплитуде падающего сигнала, вдвое меньше по сравнению с амплитудой сигнала на выходе источника сигнала. Вследствие наложения падающего и отраженного сигналов, сигнал на выходе линии передачи возрастает до исходной амплитуды сигнала на выходе источника.
4. Отраженный сигнал (половинной амплитуды) возвращается на вход линии передачи и поглощается последовательной согласующей нагрузкой на стороне источника.
5. После возврата сигнала, отраженного от дальнего конца линии, к источнику, выходной ток источника сигнала падает до нуля и остается на этом уровне

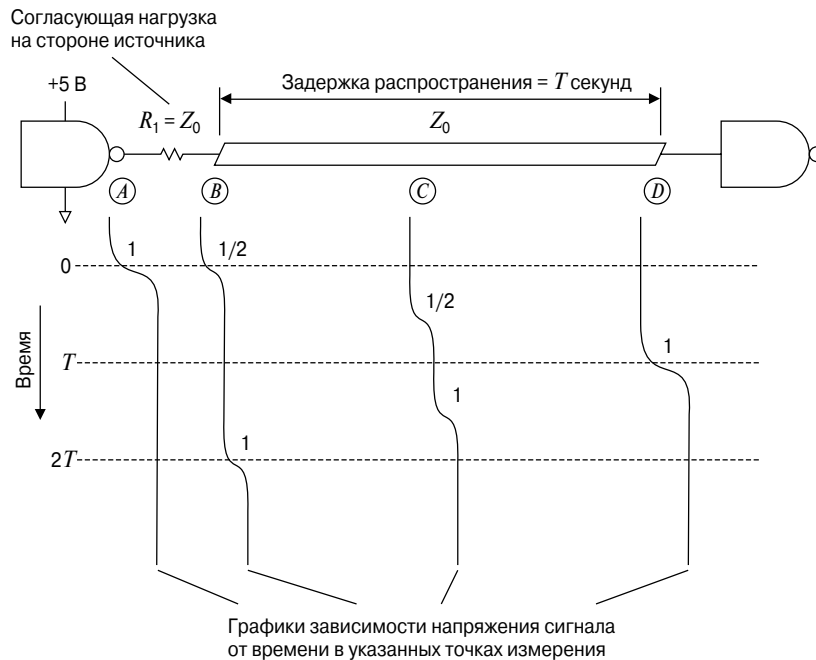


Рис. 6.8. Линия передачи, согласованная на стороне источника

до появления на выходе источника следующего фронта сигнала. В высокоскоростных схемах передачи следующий фронт сигнала появляется до того, как сигнал, отраженный от дальнего конца линии, возвратится к источнику.

### 6.2.1 Сопротивление последовательной согласующей нагрузки на стороне источника

Идеальный формирователь сигнала имеет нулевой выходной импеданс. Реальные устройства обладают небольшим омическим сопротивлением. Например, выходное сопротивление ЭСЛ-элемента составляет примерно 10 Ом как в высокоуровневом, так и в низкоуровневом состоянии на выходе. При согласовании линии передачи на стороне источника необходимо обеспечить точное равенство волновому сопротивлению линии суммарного сопротивления последовательного согласующего резистора и выходного импеданса источника сигнала. Поэтому сопротивление последовательного согласующего резистора, как правило, выбирается несколько меньшим волнового сопротивления линии передачи.

И у ТТЛ- и у КМОП-элементов выходной импеданс в высокоуровневом и низкоуровневом состоянии на выходе — не одинаков (см. пример 2.1). Поэтому в случае ТТЛ- или КМОП-элементов невозможно выбрать точное сопротивление ре-

зистора для согласования линии передачи на стороне источника сигнала. Можно выбрать только какой-то компромиссный вариант.

### 6.2.2 Длительность фронта нарастания сигнала на выходе цепи передачи в случае линии, согласованной на стороне источника

В любой точке линии передачи входное сопротивление ее участка, подключенного к выходу источника сигнала, равно  $Z_0$ . Таким образом, при емкостной нагрузке на выходе линии переходная характеристика цепи передачи соответствует переходной характеристике  $RC$ -фильтра нижних частот с постоянной времени, равной:

$$\text{Постоянная времени } RC\text{-фильтра} = Z_0 C, \quad (6.17)$$

Воспользовавшись формулой для времени нарастания переходной характеристики по уровням 10–90%  $RC$ -фильтра, которая приведена в разделе 3.1, получаем:

$$T_{10-90} = 2,2Z_0 C, \quad (6.18)$$

Это время нарастания вдвое превышает время нарастания переходной характеристики цепи передачи сигнала в случае линии, согласованной на стороне нагрузки, при таком же волновом сопротивлении линии и такой же емкостной нагрузке.

### 6.2.3 Согласование на стороне источника уменьшает неравномерность переходной характеристики цепи передачи сигнала

В обычных цифровых схемах проще устранить отражения на стороне источника, чем на стороне нагрузки. Выходной импеданс источника сигнала, как правило, представляет собой активное сопротивление (плюс небольшое индуктивное сопротивление). С другой стороны, приемник, включенный на дальнем конце линии передачи, обычно создает паразитную емкостную нагрузку. Рассогласование, вызванное емкостной нагрузкой в линии передачи, согласованной на конце, оказывается зачастую намного опасней, чем рассогласование, вызванное выходной индуктивностью источника сигнала в линии, согласованной на стороне источника, особенно при подключении к линии передачи нескольких нагрузок. Согласование на стороне источника зачастую обеспечивает куда более сильное подавление отражений, чем согласование на стороне приемников, что приводит к уменьшению неравномерности частотной характеристики цепи передачи сигнала.

Стоит хорошо разобраться, какой из вариантов согласования лучше подойдет для выбранной вами серии элементов.

#### 6.2.4 Выходной ток, потребляемый от источника сигнала при согласовании линии передачи на стороне источника

Нагрузка на выходе источника сигнала представляет собой последовательное соединение согласующего резистора и волнового сопротивления  $Z_0$  линии передачи.

Суммарное сопротивление этой цепи почти вдвое превышает волновое сопротивление линии передачи. Максимальный выходной ток, соответствующий наилучшему случаю, возникает при переключении логического элемента на выходе и составляет  $\Delta V/2Z_0$ . Продолжительность этого режима по току, соответствующего наилучшему случаю, равна времени круговой задержки распространения сигнальной линии, а затем ток в линии передачи падает до нуля. В случае низкой частоты переходов сигнала средний выходной ток формирователя оказывается небольшим, хотя максимальный ток достигает  $\Delta V/2Z_0$ .

В противоположность широко распространенному мнению, линия передачи, согласованная на стороне нагрузки, не создает повышенную нагрузку на источник сигнала по сравнению с линией, согласованной на стороне источника. Линия передачи, согласованная на стороне нагрузки, потребляет точно такой же максимальный выходной ток, что и линия передачи, согласованная на стороне источника, *при условии, что на согласующее сопротивление подано постоянное напряжение смещения, равное полусумме напряжений высокого и низкого логических уровней сигнала*. Входной импеданс линии, согласованной на стороне нагрузки, равен  $Z_0$  (вдвое меньше, чем у линии, согласованной на стороне источника), но максимальная разность между напряжениями высокого и низкого уровней сигнала и напряжением смещения, находящимся посередине между ними, также вдвое меньше размаха сигнала. Поэтому результирующий ток равен  $\Delta V/2Z_0$ .

Обратите внимание на то, что при смещении рабочей точки на выходе линии передачи, согласованной на стороне нагрузки, происходит снижение выходного тока формирователя в одном направлении, и одновременно — увеличение выходного тока формирователя в другом направлении. В случае линии передачи, согласованной на стороне источника, выходной ток в обоих направлениях остается одинаковым.

Хотя максимальный ток, потребляемый согласующей нагрузкой как в случае линии, согласованной на стороне нагрузки, так и в случае линии, согласованной на стороне источника, одинаков, *средний ток*, при небольшой частоте переходов сигнала, в случае линии, согласованной на стороне источника, оказывается ниже. В высокоскоростных системах следующий переход сигнала может появиться на входе линии, согласованной на стороне источника, раньше, чем отражение от дальнего конца линии возвратится к источнику. При высокой частоте переходов

сигнала источник сигнала непрерывно работает в режиме максимальной выходной мощности.

### 6.2.5 Другие топологии линий передачи, в которых используется согласование на стороне источника

Шлейфовое подключение приемников к линии, согласованной на стороне источника, невозможно. Все нагрузки должны быть подключены только на конце линии передачи. При подключении приемника в другом месте линии передачи форма сигнала на его входе будет такой, как на графике для точки  $C$ , приведенном на рис. 6.8.

### 6.2.6 Мощность, рассеиваемая последовательной согласующей нагрузкой

Допущения, использовавшиеся в разделе 2.2.6, не годятся для оценки мощности, рассеиваемой в нагрузке источника сигнала, создаваемой линией передачи, согласованной на стороне источника. Это связано с тем, что ток через согласующую нагрузку прерывается через время, равное одной круговой задержке распространения с момента появления на входе линии фронта сигнала, т.е. через удвоенное время задержки распространения —  $2T$ . Необходима более подходящая модель.

С момента переключения формирователя сигнала на выходе и до того момента, когда цепь передачи перейдет в установившийся режим при новом напряжении на входе, т.е. на протяжении интервала времени, равного круговой задержке линии передачи, к согласующему резистору приложено напряжение  $\Delta V/2$ . Полная энергия, рассеиваемая согласующим резистором за этот интервал времени, составляет:

$$E = 2T \left( \frac{\Delta V}{2} \right)^2 \frac{1}{R}, \quad (6.19)$$

где  $\Delta V$  — разница между высоким и низким логическими уровнями сигнала, В;

$T$  — задержка распространения, создаваемая линией передачи, с;

$2T$  — круговая задержка (со входа на выход линии и обратно), с;

$R$  — сопротивление согласующего резистора, Ом.

Чтобы в первом приближении оценить рассеиваемую мощность, умножим энергию, рассеиваемую при передаче одного импульса, на частоту повторения импульсов. Это приближение справедливо только в том случае, если период следования импульсов превышает удвоенную задержку распространения, создаваемую



линией передачи. Если период следования импульсов короче удвоенной задержки в линии, тогда необходимо рассчитывать рассеиваемую мощность при условии, что напряжение  $\Delta V/2$  постоянно приложено к согласующему резистору  $R$ , — это соответствует наихудшему случаю.

$$\text{Мощность} = \frac{(\text{Частота повторения импульсов})T\Delta V^2}{2R}, \quad (6.20)$$

где  $\Delta V$  — разница между высоким и низким логическими уровнями сигнала, В;

$T$  — задержка распространения, создаваемая линией передачи, с;

$R$  — сопротивление согласующего резистора, Ом.

Эта мощность ниже мощности, рассеиваемой согласующим резистором в схеме согласования линии передачи на стороне нагрузки, при тех же параметрах выходного сигнала и том же волновом сопротивлении линии передачи.

**НА ЗАМЕТКУ:**

Согласование линии передачи на стороне источника, по сравнению с согласованием на стороне нагрузки, отличается увеличением времени нарастания переходной характеристики цепи передачи сигнала и снижением уровня остаточных отражений.

Шлейфовое подключение приемников к линии, согласованной на стороне источника, невозможно.

Сопротивление согласующего резистора при согласовании линии передачи на стороне источника равно разнице между волновым сопротивлением линии передачи и выходным сопротивлением источника сигнала.

При низкой частоте переходов сигнала мощность, рассеиваемая последовательной согласующей нагрузкой, невелика.

Линия передачи, согласованная на стороне нагрузки (при смещении постоянного уровня напряжения на согласующей нагрузке в точку посередине между напряжениями высокого и низкого логических уровней сигнала), потребляет точно такой же максимальный выходной ток, что и линия передачи, согласованная на стороне источника.

### 6.3 Согласование линии передачи в промежуточных точках

Иногда схемотехник “сплетает” запутанные цепи вентилях, нисколько не забывая об их согласовании. Фронт сигнала может оказаться значительно короче длины цепи. Эта проблема становится еще сложнее из-за элементов с тремя состояниями выхода, у которых в высокоимпедансном состоянии плавающий уровень напряжения на выходе.

Интуиция подсказывает, что переходные процессы и отражения, возникающие на каждом переходе сигнала, будут действовать в линиях передачи определенное время, прежде чем схема перейдет в установившееся состояние. В разделе 4.3.5 описана приближенная модель, позволяющая достаточно просто оценить длительность переходного процесса в отдельной, без ответвлений, сигнальной линии. В данном случае мы имеем дело с лабиринтом соединенных между собой проводников, продолжительность переходного процесса в котором, как минимум, не меньше оценки, получаемой для самого длинного непрерывного проводникового соединения в этом хитросплетении.

Если для устройств, включенных в эту сеть, необходимы сигналы с монотонными фронтами нарастания, ситуация оказывается непростой. В общем случае единственный способ справиться с этой проблемой — увеличить длительность фронтов сигналов (или использовать фильтрацию принимаемых сигналов).

Если коммуникационная сеть работает в режиме периодического опроса, можно установить задержку опроса по времени после каждого перехода, достаточную для перехода коммуникационной сети в установившееся состояние перед выполнением этой операции. Если коммуникационная сеть работает в режиме периодического опроса, необходимо всего лишь сократить продолжительность переходного процесса, а не устранять его полностью.

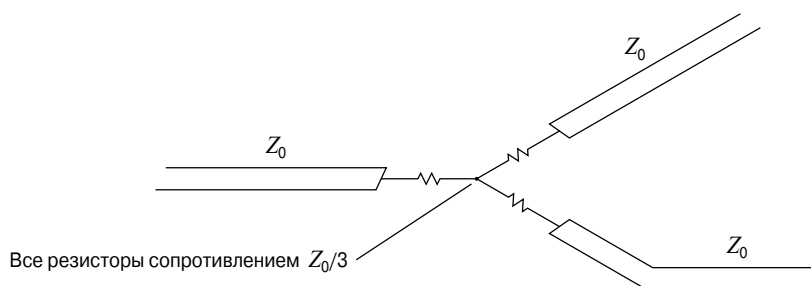
Существует, по крайней мере, четыре способа решения этой проблемы.

1. Согласовать выходы всех источников сигнала с коммуникационной сетью с помощью последовательных согласующих нагрузок.
2. Согласовать входы всех приемников с коммуникационной линией с помощью параллельных согласующих нагрузок.
3. Включить параллельные согласующие нагрузки в промежуточных точках коммуникационной сети.
4. Подключить все ветви и отводы коммуникационной сети к точкам ветвления через последовательные согласующие сопротивления.

Способ 1 прост и понятен, отличается незначительной потребляемой мощностью, вызывает незначительное снижение быстродействия и уменьшает время перехода коммуникационной сети в установившийся режим.

Способ 2 заметно увеличивает потребляемую мощность, но эффективно работает в звездных конфигурациях линий. При соединении звездой сигнальные линии от всех активных цепей сходятся в общем узле. Отраженные сигналы не распространяются за пределы сегментов сигнальных линий между источниками сигнала и общим узлом.

Использование одновременно способов 1 и 2, хотя при этом расходуется еще большая мощность, идеально подходит для соединений звездой. К сожалению, в такой конфигурации происходит ослабление всех сигналов при прохождении



**Рис. 6.9.** Схема ослабляющего согласования линий в узле разветвления

общего узла. Отражения подавляются, но уровни принимаемых сигналов очень сильно снижаются.

Непонятно, в чем заключается достоинство способа 3, поскольку он приводит всего лишь к снижению и без того уже слишком низкого импеданса центрального участка коммуникационной сети.

Способ 4 вызывает ослабление сигнала в каждом узле разветвления. При согласовании по схеме, приведенной на рис. 6.9, сигнал ослабляется вдвое при прохождении каждого узла разветвления. Это обеспечивает быстрое подавление отраженных сигналов (при двукратном прохождении отражение ослабляется в четыре раза), уровень полезного сигнала при прохождении множества узлов также снижается многократно. При условии, что в коммуникационной сети число последовательных узлов разветвления ограничивается на уровне порядка трех узлов, вполне можно подобрать приемники, обладающие достаточной чувствительностью, способные устойчиво работать при таком сильном ослаблении полезного сигнала.

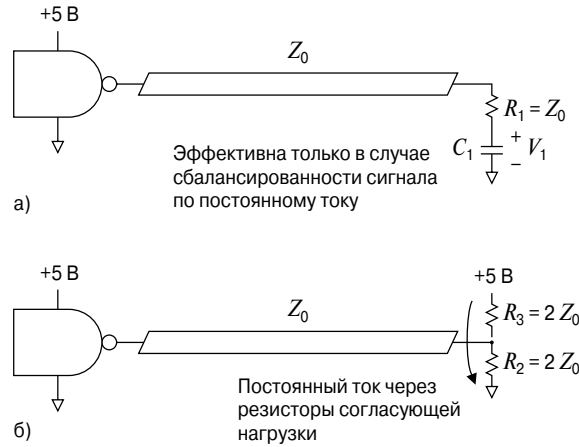
**НА ЗАМЕТКУ:**

Согласующие нагрузки в промежуточных точках коммуникационной сети выравнивают ее переходную характеристику за счет неизбежного ослабления полезного сигнала.

## 6.4 Смещение согласующей нагрузки по переменному току

В ряде случаев для снижения статической рассеиваемой мощности в схему согласования линии передачи на стороне нагрузки вводят конденсаторы. Рассмотрим две схемы, приведенные на рис. 6.10. Постоянная времени  $R_1C_1$  выбирается немного превышающей период следования тактового сигнала.

Если переключение формирователя сигнала на выходе из низкочастотного состояния в высокочастотное, и обратно, гарантированно происходит через одина-



**Рис. 6.10.** Резистивно-емкостная согласующая нагрузка, обеспечивающая повышение экономичности режима работы линии передачи

ковые интервалы времени (такой режим называется *сбалансированным по постоянному току*), среднее напряжения заряда емкости  $C_1$  будет равно в этом случае полусумме напряжений высокого и низкого логических уровней. Следовательно, к резистору  $R_1$  будет постоянно приложено напряжение  $\Delta V/2$ . Мощность, рассеиваемая резистором  $R_1$ , составит:

$$P_{R_1} = \frac{(\Delta V/2)^2}{Z_0} = \frac{(\Delta V)^2}{4Z_0}, \quad (6.21)$$

где  $\Delta V$  — разность напряжений высокого и низкого логических уровней, В;

$Z_0$  — сопротивление согласующего резистора, Ом.

В противоположность этой схеме, в составной согласующей нагрузке напряжение  $\Delta V$  приложено то к одному, то к другому резистору, но их сопротивления вдвое превышают сопротивление резистора  $R_1$ , и, таким образом, средняя рассеиваемая мощность составной согласующей нагрузки составляет:

$$P_{R_2+R_3} = \frac{(\Delta V)^2}{2Z_0}, \quad (6.22)$$

Как видно из формул (6.21) и (6.22) мощность, рассеиваемая первой схемой, вдвое меньше по сравнению со второй схемой согласования. Дополнительные потери мощности во втором случае вызваны постоянным током через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  на землю, вызванным приложенным к этой цепи постоянным напряжением  $V_{CC}$ .

С точки зрения режима работы формирователя между этими двумя схемами согласования никакой разницы нет. Рассеиваемая мощность выходной цепи формирователя в обоих случаях одинакова. Отличаются только мощности, рассеиваемые резисторами согласующих схем.

### 6.4.1 Нарушение баланса резистивно-емкостной согласующей нагрузки по постоянному току

Если в схеме, приведенной на рис. 6.10а, формирователь слишком долго остается в высокоуровневом состоянии на выходе, то конденсатор  $C_1$  зарядится до напряжения высокого логического уровня. При переключении формирователя в низкоуровневое состояние на выходе резистор  $R_1$  оказывается под напряжением  $\Delta V$ . Выходной ток  $\Delta V/R_1$  вдвое превысит ток, потребляемый в сбалансированном по постоянному току режиме, когда напряжение заряда конденсатора  $C_1$  поддерживается на среднем уровне между напряжениями высокого и низкого логического уровня.

Если формирователь способен выдержать выходной ток  $\Delta V/R_1$ , то почему бы просто не подсоединить один конец сопротивления  $R_1$  к земле или к напряжению  $V_{CC}$ ? Если элементы способны выдержать такой большой выходной ток, тогда не стоит возиться с составной или резистивно-емкостной согласующей нагрузкой. Но если элементы не способны на это, сигналы на выходах формирователей должны быть сбалансированы по постоянному току, для того чтобы линия передачи с резистивно-емкостной согласующей нагрузкой на стороне приемника работала в надлежащем режиме.

Иногда разработчики пытаются обойти это ограничение за счет снижения емкости  $C_1$ , чтобы уменьшить постоянную времени  $R_1C_1$ . Расчет делается на то, чтобы выбрать емкость  $C_1$  достаточно большой для подавления отражений, но не настолько большой, чтобы выходной ток возрос вдвое. Это позволяет уменьшить среднюю рассеиваемую мощность выходной цепи формирователя (и исключить опасность его перегрева), но никак не помогает обеспечить режим, позволяющий формирователю поднять напряжение сигнала на выходе до полного логического уровня под нагрузкой, создаваемой согласующей схемой в начальный момент заряда конденсатора. Даже при небольшой емкости  $C_1$  напряжение сигнала достигнет требуемого логического уровня не раньше, чем закончится процесс заряда (или разряда) емкости  $C_1$ .

При выборе небольшой постоянной времени, пусть даже напряжение сигнала достигает требуемого логического уровня только после заряда (или разряда) емкости  $C_1$ , процесс изменения напряжения на выходе будет, по крайней мере, монотонным. Этот компромиссный вариант согласования может оказаться удачным решением, особенно при согласовании линий сигналов прерывания или тактовых сигналов.

## 6.4.2 Согласование дифференциальных линий на стороне нагрузки

При согласовании линии дифференциальной передачи, состоящей из двух сигнальных линий, по которым передаются комплементарные сигналы (дифференциальная пара), оба согласующих резистора можно подсоединить к одному конденсатору. Такая схема согласования обеспечивает экономичный режим работы согласующей нагрузки при гарантированном поддержании надлежащего напряжения на конденсаторе  $C_1$  (рис. 6.11).

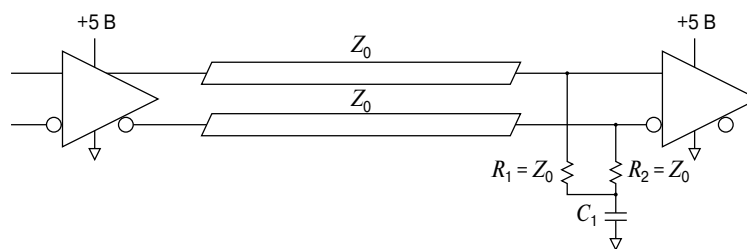


Рис. 6.11. Согласование дифференциальной пары

### НА ЗАМЕТКУ:

Резистивно-емкостная схема согласования устраняет статическую рассеиваемую мощность при условии сбалансированности режима работы линии передачи по постоянному току.

## 6.5 Выбор согласующих резисторов

### 6.5.1 Точность соблюдения сопротивления согласующих резисторов

Согласующий резистор предназначен для ослабления или полного подавления отражений в линии передачи. Он сможет выполнять эту функцию только в том случае, если его сопротивление будет в точности равно волновому сопротивлению линии передачи.

Для расчета рассогласования по сопротивлению, соответствующего наилучшему случаю, сложите установленный допуск на волновое сопротивление линии с установленным допуском на сопротивление согласующего резистора. Разделив полученный результат на два, вы получите расчетный коэффициент отражения (формула (4.53)). Как правило, допуск на волновое сопротивление линии передачи превышает допуск на сопротивление согласующего резистора. Например, исходя из того, что допуск на волновое сопротивление линии передачи, скорее

всего, окажется на уровне  $\pm 10\%$ , большинство разработчиков установит допуск на сопротивление согласующего резистор, равным 1%.

Если крайне важно передать сигнал без искажений, тогда вполне оправданно согласование линии передачи *на обоих концах*. В этом случае уровень сигнала на входе приемника неизбежно оказывается вдвое меньше, но обеспечивается превосходное подавление отражений. Отраженный сигнал должен испытать два отражения — от выхода и от входа линии, прежде чем попадет на вход приемника. Таким образом, относительный уровень помехи на входе приемника будет равен квадрату коэффициента отражения. В этом случае требуемая точность согласования сопротивления согласующей нагрузки с волновым сопротивлением линии передачи оказывается намного ниже. Этот способ широко используется в СВЧ-схемах для выравнивания амплитудно-частотной характеристики в широком диапазоне частот. В цифровой электронике согласование линий передачи на обоих концах используется в сочетании с *приемниками*, способными распознавать входные сигналы пониженного уровня.

### 6.5.2 Мощность, рассеиваемая согласующими резисторами

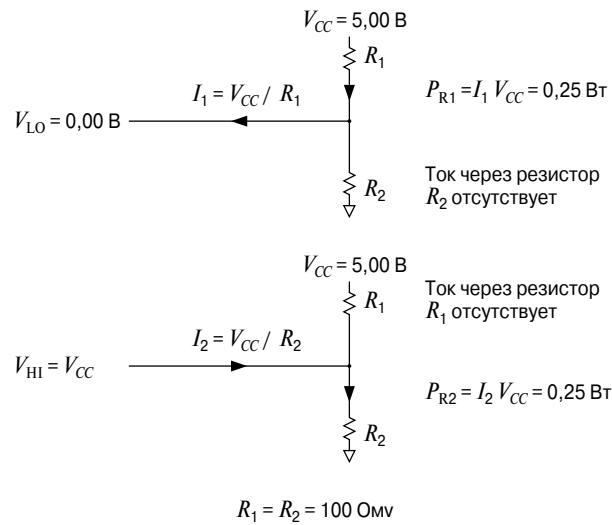
Независимо от того, какова рабочая частота, обязательно рассчитайте мощность, рассеиваемую каждым из согласующих резисторов, соответствующую наихудшему случаю. При этих расчетах следует отказаться от допущения о 50%-й скважности сигнала (т.е. о том, что цепь передачи работает в цикле с постоянной частотой переходов сигнала).

Например, мощность, рассеиваемая каждым из резисторов составной согласующей нагрузки в схеме, приведенной на рис. 6.12, в режиме, соответствующем наихудшему случаю, составит:

$$P_{\text{worst}} = \frac{(5 \text{ В})^2}{100 \text{ Ом}} = 0,25 \text{ Вт}, \quad (6.23)$$

В таком режиме резисторы номинальной мощностью 0,125 Вт будут перегреваться при комнатной температуре. Не исключено, что при повышенной температуре окружающей среды могут перегреваться и более мощные резисторы — номинальной мощностью 0,25 Вт. Запросите производителя резисторов, является ли рассеиваемая мощность 0,25 Вт допустимой для выпускаемых им резисторов при расчетной максимальной температуре окружающей среды. Для многих резисторов устанавливается пониженная допустимая рассеиваемая мощность при повышенной температуре окружающей среды.

Соблюдайте установленные изготовителем требования, касающиеся монтажа и теплоотвода. Точно так же, как для корпусов интегральных микросхем



**Рис. 6.12.** Расчет мощности, рассеиваемой составной согласующей нагрузкой, при постоянном — высоком и низком уровне выходного напряжения, что соответствует наихудшему случаю



**Рис. 6.13.** Два варианта монтажа резисторов с аксиальными выводами

(см. главу 2), для корпусов резисторов указываются паспортные значения теплового сопротивления, в  $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ . Резисторы, особенно керамические, рассчитаны, как правило, на значительно более высокие рабочие температуры, чем интегральные схемы.

В отличие от корпусов интегральных схем, для резисторов существуют два варианта монтажа на печатной плате, изображенные на рис. 6.13. При вертикальном



монтаже тепловое сопротивление корпуса, в условиях естественного конвективного теплообмена, — ниже, по сравнению с горизонтальным монтажом.

Перегрев резистора вызывает дрейф его сопротивления, и соответствующий рост уровня отражений. В худшем случае происходит обрыв резистора и тщательно сконструированная схема согласования перестает работать.

### 6.5.3 Последовательная индуктивность согласующих резисторов

Вслед за номинальным сопротивлением, допуском на сопротивление и номинальной мощностью резистора следующим по важности фактором является паразитная последовательная индуктивность резистора. Любой резистор обладает паразитной последовательной индуктивностью. Паразитная индуктивность резистора определяется его внутренней конструкцией, типом внешних выводов и способом установки. В расчет полной последовательной индуктивности каждого согласующего резистора необходимо включить также индуктивность монтажа печатной платы.

Влияние последовательной индуктивности зависит от рабочей частоты схемы. В случае цифровых сигналов мы оцениваем влияние индуктивности на частоте излома огибающей спектра сигнала (см. формулу (1.1)). Используя формулу (1.1), описывающую связь длительности фронта сигнала с частотой излома, выразим индуктивное реактивное сопротивление, действующее при прохождении фронта сигнала, в виде функции длительности фронта:

$$|X(T_r)| = \frac{\pi L}{T_r}, \quad (6.24)$$

где  $T_r$  — длительность фронта цифрового сигнала, с;

$|X(T_r)|$  — реактивное сопротивление индуктивности  $L$  при прохождении фронта сигнала длительностью  $T_r$ , Ом;

$L$  — индуктивность, Гн.

Паразитная последовательная индуктивность вызывает рассогласование линии передачи с согласующей нагрузкой точно так же, как и погрешность сопротивления согласующего резистора. Отношение индуктивного сопротивления к активному сопротивлению согласующего резистора является параметром, аналогичным допуску на сопротивление, — разделите эту цифру на 2 и вы получите значение коэффициента отражения, обусловленного паразитной индуктивностью согласующего резистора. При индуктивном сопротивлении  $|X(T_r)|$ , составляющем 10% активного сопротивления согласующего резистора, коэффициент отражения составляет 5%.

В табл. 6.1 приведены результаты лабораторных измерений на образцах резисторов трех различных типов. Первые два — композиционные резисторы с аксиальными выводами, сопротивлением 2,2 Ом. Последний образец представляет собой резистор поверхностного монтажа сопротивлением 0 Ом, с следующими размерами корпуса: длина — 0,120 дюйма, ширина — 0,060 дюйма. Паразитная индуктивность более габаритного корпуса 0,25-ваттного резистора выше, по сравнению с 0,125-ваттным резистором.

Результаты измерений сильно колеблются в зависимости от длины выводов. Значения, приведенные в табл. 6.1, измерены на горизонтально установленных резисторах, выводы которых были отогнуты вплотную к корпусу и запаяны в плату как можно ближе к корпусу резистора.

**Таблица 6.1.** Типичные значения паразитной индуктивности резисторов

Тип резистора	Последовательная индуктивность, (нГн)
0,25 Вт, аксиальные выводы	2,5
0,125 Вт, аксиальные выводы	1,0
0,125 Вт, корпус поверхностного монтажа, вариант исполнения 1206	0,9

Используем резистор номинальной мощностью 0,125 Вт в качестве согласующего резистора линии передачи цифрового сигнала с длительностью фронта 1 нс.

**Таблица 6.2.** Влияние индуктивности согласующего резистора

Длительность фронта	1 нс
Волновое сопротивление линии передачи	50 Ом
Паразитная индуктивность резистора номинальной мощностью 0,125 Вт, с аксиальными выводами	1 нГн

Для согласования линии передачи используем составную согласующую нагрузку. Один резистор сопротивлением 100 Ом подключен к напряжению +5 В, второй, тоже сопротивлением 100 Ом, — к земле. В данном примере отношение паразитного индуктивного сопротивления к активному сопротивлению для обоих резисторов одинаково. В общем случае при оценке влияния паразитной индуктивности составной согласующей нагрузки используйте отношение индуктивного сопротивления к меньшему из двух активных сопротивлений согласующих резисторов.

Рассчитываем реактивное сопротивление индуктивности:

$$|X(T_r)| = \frac{\pi (1 \text{ нГн})}{1 \text{ нс}} = 3,14, \quad (6.25)$$

Определяем отношение  $|X(T_r)|/R$ :

$$\frac{|X(T_r)|}{100 \text{ Ом}} = 3,14\%, \quad (6.26)$$

Коэффициент отражения, обусловленный паразитной индуктивностью, составляет 1,5%.

Использование составной согласующей нагрузки, рассмотренной в примере 6.1, обеспечивает снижение вдвое расчетного значения коэффициента отражения по сравнению с одиночным согласующим резистором сопротивлением 50 Ом, имеющим такую же паразитную индуктивность. Параллельное включение резисторов является, как правило, эффективным способом снижения общей индуктивности структуры до очень низкого значения.

Измерения, результаты которых приведены в табл. 6.1, были выполнены в измерительной схеме, изображенной на рис. 6.14. Источник ступенчатого сигнала в этой измерительной схеме имеет выходное сопротивление 4,3 Ом. При выполнении измерения на чисто индуктивном элементе площадь под измеренной кривой переходной характеристики должна, по нашим расчетам (см. главу 1), составить:

$$\text{Площадь под переходной характеристикой} = \frac{L}{R_S} \Delta V, \quad (6.27)$$

где  $\Delta V$  — амплитуда ступенчатого скачка напряжения, В;

$L$  — индуктивность образца, на котором выполняется измерение, Гн;

$R_S$  — выходное сопротивление источника сигнала в измерительной схеме, Ом.

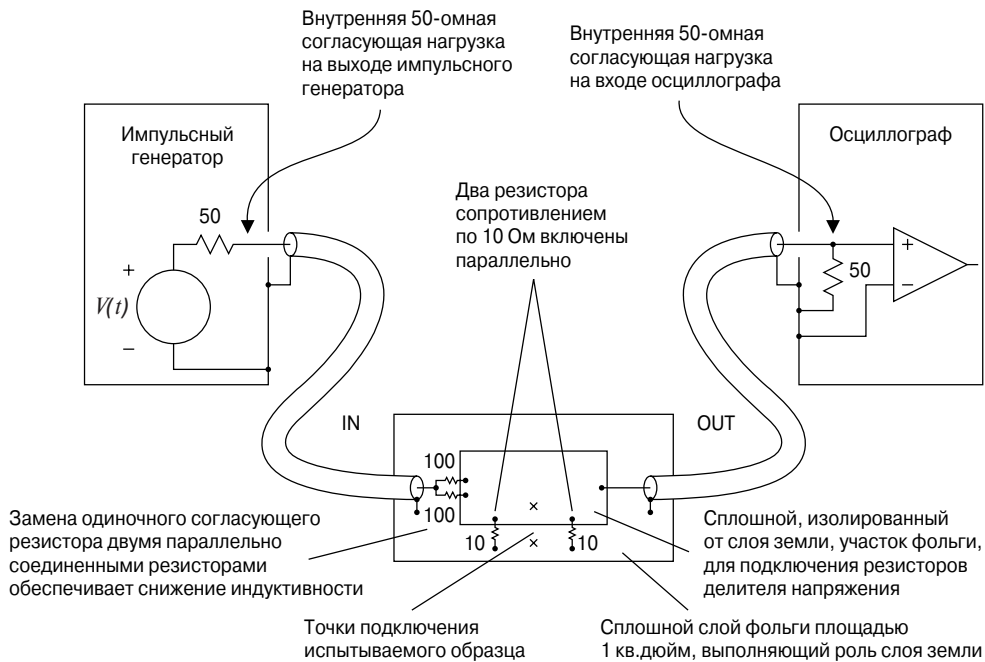
При выполнении измерения на чисто активном элементе установившаяся амплитуда ступенчатого выходного сигнала должна, по нашим расчетам, составить:

$$\text{Установившаяся амплитуда} = \frac{R_1 \Delta V}{R_1 + R_S}, \quad (6.28)$$

где  $R_1$  — сопротивление образца, на котором выполняется измерение, Ом;

$R_S$  — выходное сопротивление источника сигнала, Ом.

При выполнении измерения на образце с неизвестной паразитной индуктивностью (реальный резистор), переходная характеристика, по нашим расчетам, должна представлять собой наложение ступенчатой переходной характеристики,

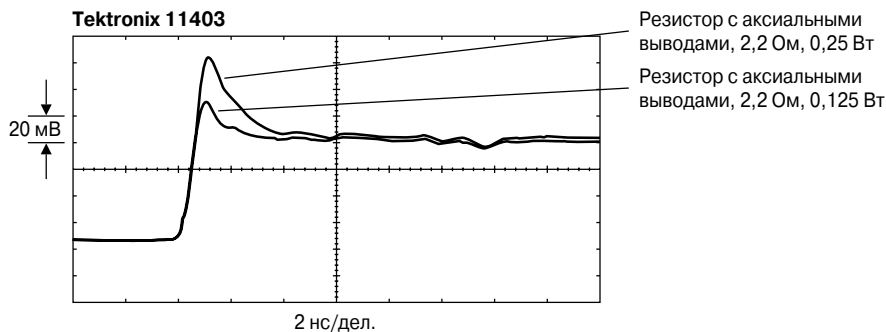


- Все резисторы номинальной мощностью 0,125 Вт
- Чтобы ослабить прямое проникновение сигнала генератора на вход осциллографа подводите коаксиальные кабели к измерительной схеме с противоположных сторон, навстречу друг другу
- Для контроля прямого проникновения сигнала генератора на вход осциллографа закоротите на землю контрольную точку тестируемого элемента (контакт, к которому напрямую подключен кабель OUT).
- В этой измерительной схеме выходное сопротивление источника сигнала составляет 4,3 Ом, а коэффициент ослабления сигнала составляет 23:1

**Рис. 6.14.** Лабораторная установка для измерения паразитной индуктивности корпусов резисторов по 7,6-омной схеме измерения

обусловленной активным сопротивлением, и пика, обусловленного индуктивностью. На осциллограммах, приведенных на рис. 6.15, четко видны как ступенчатый скачок, так и индуктивный пик.

Приступая к анализу такой выходной характеристики, сначала по известному выходному сопротивлению источника сигнала и измеренной установившейся амплитуде выходного сигнала определите точное значение активного сопротивления образца. Или измерьте активное сопротивление образца омметром. Зная сопротивление образца, выберите соответствующий масштаб для предварительно измеренной собственной переходной характеристики измерительной схемы, чтобы синтезировать выходную характеристику, которую, теоретически, должны



**Рис. 6.15.** Осциллограммы, полученные для корпусов резисторов номинальной мощностью 0,25 Вт и 0,125 Вт

были бы получить, если бы образец имел только чисто активное сопротивление именно такой величины. Вычтите теоретическую переходную характеристику из измеренной. Полученная в результате кривая будет представлять собой чисто индуктивный пик.

Затем по формуле (6.29) определите неизвестную индуктивность. Формула (6.29) аналогична формуле (6.27), за исключением того, что в ней учтено собственное сопротивление образца.

$$L = (\text{Площадь под индуктивным пиком}) \frac{R_1 + R_S}{\Delta V}, \quad (6.29)$$

где  $L$  — индуктивность образца, Гн;

$R_1$  — сопротивление образца, Ом;

$R_S$  — выходное сопротивление источника ступенчатого сигнала в измерительной схеме, Ом.

Теоретическая переходная характеристика, вычитаемая из измеренной переходной характеристики, должна быть не идеальной ступенчатой характеристикой, а правильно масштабированной копией собственной переходной характеристики измерительной схемы. Поскольку время нарастания переходной характеристики измерительной схемы — ненулевое, то ее переходная характеристика имеет закругленную вершину угла “ступеньки” и отличается по площади от идеальной ступенчатой характеристики. Если не учесть влияния переходной характеристики реальной измерительной схемы, это может привести к значительной погрешности обработанных результатов измерений.

С помощью цифрового осциллографа типа Tektronix серии 14000 несложно запомнить собственную переходную характеристику измерительной схемы, правильно изменить ее масштаб, вычесть из переходной характеристики образца и определить площадь под обработанной кривой.

Используйте для такого эксперимента резисторы минимального сопротивления. При неизменной паразитной индуктивности площадь под индуктивным пиком обратно пропорциональна сопротивлению образца. Поэтому при высоком сопротивлении образца выделить индуктивный пик оказывается очень сложно.

Помните о том, что в некоторых типах металлооксидных резисторов в резистивной пленке вытравливается зигзагообразная дорожка для получения высокого сопротивления. Высокоомные резисторы отличаются заметно более высокой паразитной индуктивностью, по сравнению с низкоомными резисторами. Резисторы любого типа, имеющие сопротивление в диапазоне 10–100 Ом, обычно имеют одинаковую конструкцию.

**НА ЗАМЕТКУ:**

Для согласующих резисторов должны быть заданы допуск на сопротивление и номинальная мощность.

Паразитная индуктивность согласующих резисторов приводит к возникновению отражений в согласованной линии передачи.

## 6.6 Перекрестные помехи, создаваемые согласующими нагрузками

Близко расположенные согласующие нагрузки (рис. 6.16) наводят перекрестные помехи в линиях передачи, к которым они подключены. Эти перекрестные помехи намного больше перекрестных помех, возникающих между соседними сигнальными дорожками.

В данном разделе представлены результаты измерений перекрестной связи, возникающей между согласующими резисторами, а также формулы для оценки уровня перекрестных помех, полученные на основе анализа характера взаимной связи между согласующими нагрузками на качественном уровне.

Перекрестная помеха в согласующих резисторах наводится за счет как взаимной индуктивности, так и взаимной емкости. Индуктивная связь обычно сильнее. Общий коэффициент взаимной связи определяется как сумма индуктивной и емкостной составляющих, каждая из которых прямо пропорциональна производной по времени напряжения входного сигнала.<sup>1</sup> Нас интересует только общий коэффициент взаимной связи, и мы не будем разбираться какой — индуктивной или емкостной — связью он обусловлен.

$$\text{Напряжение помехи} = \frac{K}{R} \frac{\Delta V}{T_{10-90}}, \quad (6.30)$$

<sup>1</sup>Если подать на печатную дорожку 1 ступенчатый скачок напряжения, то напряжение помехи, наведенной за счет взаимной связи в на печатной дорожке 2 будет представлять собой импульс.

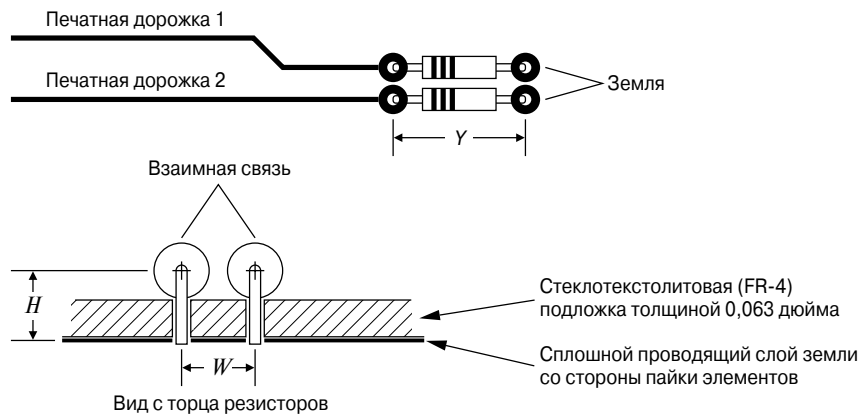


Рис. 6.16. Схема размещения согласующих резисторов

где напряжение помехи — максимальная амплитуда напряжения перекрестной помехи, наведенной в сигнальной линии 2;

$K$  — коэффициент перекрестной связи ( $\text{Ом} \times C \equiv \text{Гн}$ );

$R$  — сопротивление, Ом;

$\Delta V$  — амплитуда ступенчатого входного сигнала, В;

$T_{10-90}$  — длительность фронта ступенчатого входного сигнала, с.

### 6.6.1 Перекрестная помеха, наводимая соседними резисторами с аксиальными выводами

Индуктивная связь между соседними согласующими резисторами с аксиальными выводами, запаянными на печатной плате в сквозные металлизированные отверстия межслойных перемычек, в целом подчиняется закономерностям, описываемым формулой (6.30). Величину коэффициента перекрестной связи можно оценить по следующей приближенной формуле:

$$K = (5,08 \times 10^{-9}) Y \frac{1}{1 + (W/H)^2}, \quad (6.31)$$

где  $Y$  — длина резисторов, измеренная по расстоянию между монтажными отверстиями выводов, дюймы;

$H$  — высота подъема резисторов над слоем земли печатной платы, измеренная от осевой линии корпуса резистора, дюймы;

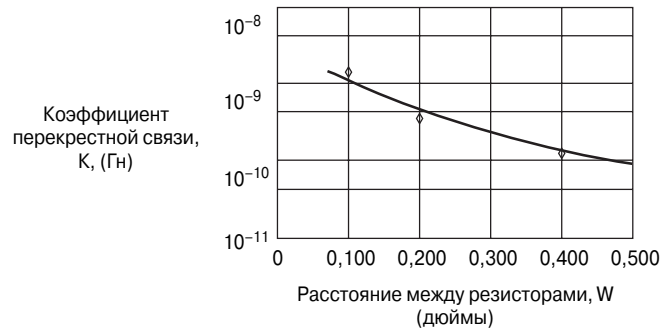


Схема размещения резисторов соответствует приведенной на рис. 6.16. Корпуса резисторов номинальной мощностью 0,25 Вт. Длина корпуса 0,400 дюйма.

Высота подъема корпуса резистора над слоем земли печатной платы, измеренная от оси корпуса	0,045 дюйма
Толщина печатной платы	0,063 дюйма
Полная высота подъема корпуса резистора над слоем земли печатной платы	0,108 дюйма

**Рис. 6.17.** Коэффициент перекрестной связи между двумя согласующими резисторами

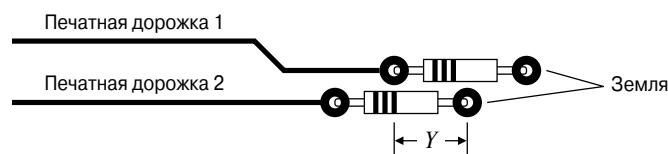
$W$  — расстояние между резисторами, измеренное по осевым линиям корпусов, дюймы;

$K$  — коэффициент перекрестной связи.

На рис. 6.17 приведен расчетный график зависимости коэффициента  $K$  от расстояния между резисторами, на который нанесены значения коэффициента, полученные по результатам измерений. Экспериментальные данные (показаны точками) рассчитаны с помощью формулы (6.30) по результатам измерений уровня перекрестных помех на реальном образце. Расчетный график (сплошная линия) построен по результатам расчетов по формуле (6.31), при заданных длине корпуса (0,400 дюйма) и высоте подъема корпус над слоем земли печатной платы (0,108 дюйма), соответствующих реальному образцу, на котором проводились измерения.

Если резисторы располагаются уступом, как на монтажной схеме, приведенной на рис. 6.18, то в качестве параметра  $Y$  в формуле (6.31) необходимо использовать длину участка перекрытия корпусов.





**Рис. 6.18.** Монтажная схема расположения согласующих резисторов уступом, на которой показано, как правильно определить длину участка перекрытия корпусов (параметр  $Y$ )

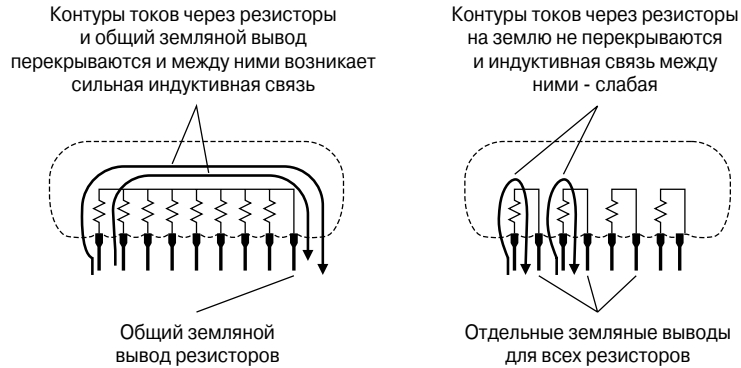
### 6.6.2 Перекрестная помеха, наводимая соседними резисторами поверхностного монтажа

Коэффициент перекрестной связи между резисторами поверхностного монтажа, которые, вследствие своей конструкции, естественным образом находятся ближе к печатной плате, гораздо ниже по сравнению с резисторами, имеющими аксиальные выводы. Чтобы максимально использовать эту особенность, заложите в конструкцию печатной платы слой земли с той стороны, где стоят детали поверхностного монтажа, прямо под ними, как можно ближе к поверхности. Это вызовет снижение значения параметра  $H$  в формуле (6.31) и за счет этого снижение уровня перекрестной связи.

### 6.6.3 Перекрестная помеха между резисторами набора, собранного в корпусе с однорядным расположением выводов (SIP)

Перекрестная связь между резисторами этой конструкции зависит от конкретной схемы их внутреннего монтажа. На рис. 6.19 показаны схемы внутреннего монтажа SIP-резисторов. На правой схеме указан общий участок соединения в схеме внутреннего монтажа с общим земляным выводом корпуса, на котором объединятся токи всех согласующих резисторов. Наличие этого общего участка токов приводит к появлению сильной взаимной индуктивной связи между резисторами в таком варианте монтажа.

В табл. 6.2 приведены типичные значения коэффициентов взаимной связи между резисторами в SIP-корпусе с шагом выводов 0,1 дюйма. В восьмиконтактном корпусе SIP-A с одним земляным выводом, расположенным с краю, смонтировано семь резисторов. В таком корпусе резистор, соединенный с ножкой 7 корпуса, находится дальше всех остальных резисторов от земляного вывода. В девятиконтактном корпусе SIP-B смонтированы четыре резистора с отдельными земляными выводами для каждого из них. Все резисторы имеют сопротивление 50 Ом. По степени подавления перекрестной связи корпус SIP-B с отдельными



**Рис. 6.19.** Два варианта схемы внутреннего монтажа согласующих резисторов в корпусе с однорядным расположением выводов (SIP)

для каждого резистора земляными выводами почти в 100 раз превосходит корпус SIP-A с общим земляным выводом.

**Таблица 6.3.** Коэффициенты перекрестной связи между резисторами набора в SIP-исполнении

Тип корпуса	Номер резистора в наборе	Номер резистора в наборе	Коэффициент перекрестной связи
SIP-A	7	6	8250,0 Ом×пс (самый высокий)
SIP-A	7	1	2050,0 Ом×пс (самый низкий)
SIP-B	4	3	95,0 Ом×пс (самый высокий)
SIP-B	4	1	8,0 Ом×пс (самый низкий)

Для расчета амплитуды напряжения перекрестной помехи по этим значениям коэффициента перекрестной связи используйте формулу (6.30).

**НА ЗАМЕТКУ:**

Схема размещения согласующих резисторов на печатной плате влияет на уровень перекрестной помехи, наводимой в соседних сигнальных линиях.