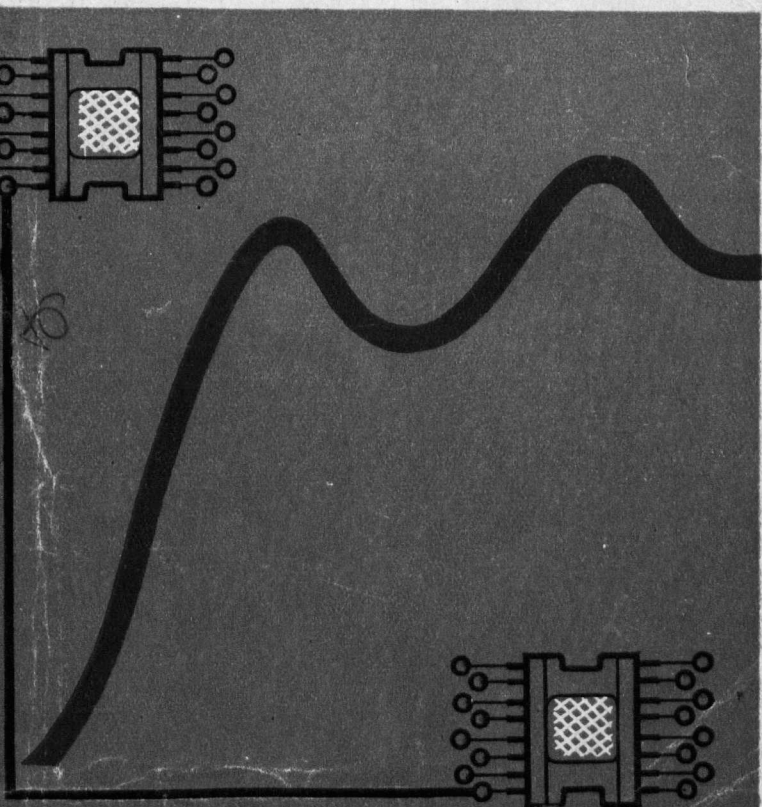


Ю.А.Чурин

Переходные процессы
в линиях связи
быстродействующих
схем ЭВМ



Ю.А.Чурин

Переходные
процессы
в линиях связи
быстродействующих
схем Э В М



Москва «Советское радио» 1975

6Ф2
Ч 93

ГОС. ПУБЛИЧНАЯ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
БИБЛИОТЕКА СССР

УДК 621.372.2:681.325.65

75-204636/4

Чурин Ю. А. Переходные процессы в линиях связи быстродействующих схем ЭВМ. М., «Сов. радио», 1975, 208 с.

Рассматриваются аналитические и численные методы расчета переходных процессов в линиях связи с учетом распределенного характера их параметров. Приводится анализ и описывается методика проектирования схем соединения быстродействующих элементов транзисторно-транзисторной логики (типа ТТЛ) и сверхбыстродействующих логических элементов с объединенными эмиттерами (типа СЭТЛ).

Книга рассчитана на специалистов, работающих в области проектирования вычислительных машин, устройств автоматики, электронной аппаратуры для физических исследований, а также может быть полезна студентам соответствующего профиля.

89 рис., 4 табл., библи. 64 назв.

Редакция литературы по электронной технике

Ч $\frac{30407-035}{046(01)-75}$ 53-75

© Издательство «Советское радио», 1975 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

С повышением быстродействия радиоэлектронных устройств и переходом в наносекундный диапазон работы существенно ухудшаются условия для неискаженной передачи сигналов в межсхемных соединениях. Эффективное выполнение усилительных и формирующих функций активными элементами электронной цепи весьма затрудняется вследствие повышенного влияния линий связи, ослабляющих, задерживающих и искажающих форму передаваемых сигналов.

Линии связи, наряду с активными элементами схемы, становятся важным компонентом электронных цепей, во многом определяющим работоспособность и качество системы в целом, и требуют специального расчета. Важное значение поэтому приобретает исследование переходных процессов в трактах передачи сигналов между высокоскоростными импульсными схемами.

Основная цель настоящей книги — проанализировать цепи связи в переходном режиме и обосновать методику расчета практических схем соединения на примере линий связи логических элементов быстродействующих вычислительных машин.

Вследствие широкого частотного спектра передаваемых сигналов соединения во многих случаях должны рассматриваться как длинные линии. Это обстоятельство существенно усложняет проведение аналитического расчета с высокой точностью и затрудняет получение простых формул. Немалые трудности представляет оценка формы переходного процесса

в цепях, содержащих элементы с распределенными параметрами. Поэтому нередко более целесообразными оказываются численные методы анализа.

Введение различного рода допущений позволяет упростить некоторые задачи, однако требует серьезного обоснования. Сравнение с экспериментальными данными в таких случаях не всегда является надежным средством для доказательства справедливости приближенного подхода вследствие сложности измерения в наносекундном диапазоне. В связи с этим большая роль отводится оценке погрешности приближенного анализа, проводимой с помощью более корректного способа расчета.

Анализ практических цепей связи затрудняется из-за сложности моделирования схем, работающих в режиме большого сигнала. При некоторых условиях удается перейти к более простой задаче и выявить основные факторы, определяющие искажение формы сигналов. На основе результатов исследования можно сформулировать требования к проектированию соединений быстродействующих схем.

Указанные задачи и особенности анализа цепей связи определили тематику и распределение материала книги.

Автор выражает глубокую признательность за поддержку и постоянное внимание к работе кандидата технических наук Ю. С. Рябцеву, совместно с которым написана пятая глава книги, а также всем сотрудникам, принимавшим участие в обсуждении рукописи.

ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

- $C_{вх\ эп}$ — эквивалентная входная емкость эмиттерного повторителя;
- $C_{к}$ — емкость коллекторного перехода транзистора;
- C_0 — собственная емкость линии передачи на единицу длины;
- $C_{в0}$ и $C_{в}$ — взаимные емкости между линиями передачи на единицу длины и всего участка взаимодействия;
- $e_{п}, e_0$ — напряжения эквивалентных источников падающей и отраженной волн в схеме для расчета линии передачи;
- $i, I, \bar{i} = i/I$ — мгновенное, установившееся (или амплитудное) и относительное значения тока;
- $i^a, i^п$ — токи во взаимодействующих (активной и пассивной) линиях связи;
- $i_{п}, i_{к}$ — токи в начале и конце линии передачи;
- $k = t/\Delta t$ — относительное (целочисленное) значение переменной по времени;
- $k_0 = T/\Delta t$ — отношение электрической длины линии передачи к шагу вычисления;
- $K_0(p)$ — операторная запись коэффициента отражения от комплексной нагрузки;
- $K_0 = U_0/U_{п}$ — коэффициент отражения или его амплитудное значение в зависимости от нагрузки;
- $K_{0\ вх}$ — коэффициент отражения от схемы в начале линии с распределенными по длине дисретными нагрузками;
- K'_0 — коэффициент отражения от квазиродного участка линии передачи;
- $K_{пом} = U^п/U^a$ — амплитудное значение коэффициента перекрестной помехи в связанных линиях;
- $K_{пом}(\text{макс})$ — максимальное значение коэффициента $K_{пом}$, соответствующего режиму холостого хода на измеряемом конце пассивной линии;
- l — геометрическая длина линии передачи;
- L_0 — собственная индуктивность линии передачи на единицу длины;

- $L_{в0}$ и $L_{в}$ — взаимные индуктивности между линиями передачи на единицу длины и всего участка взаимодействия;
- N — количество неоднородностей в линии передачи;
- N^a — количество элементов-нагрузок в активной линии;
- n_0 — целая часть величины $1/q = t_{\phi}/2T_0l$;
- $q = 2T_0l/t_{\phi}$ — отношение удвоенной электрической длины линии связи к длительности фронта импульса;
- s — расстояние между печатными линиями;
- $S = K_{01}K_{02}$ — произведение коэффициентов отражения от резистивных нагрузок, сосредоточенных в начале и конце линии передачи;
- t_{ϕ} — длительность перепада напряжения, соответствующая полному времени нарастания для линейного фронта или измеренная в пределах 0,1—0,9 амплитуды для экспоненциального фронта;
- t_0 — длительность отраженного импульса;
- $t_{п0м}$ — длительность импульса помехи;
- T_0 и $T = T_0l$ — погонная и полная задержки линии передачи (электрическая длина линии);
- T'_0 — эффективная погонная задержка квазиоднородной линии передачи;
- $u, U, \bar{u} = u/U$ — мгновенное, установившееся (или амплитудное) и относительное значения напряжения;
- \tilde{u} — напряжение в приближенной схеме;
- u^a, u^n — напряжение во взаимодействующих (активной и пассивной) линиях связи;
- u_n, u_k — напряжения в начале и конце линии передачи;
- u_n и u_0 — напряжения падающей и отраженной волн;
- ω — ширина печатной линии;
- Z_0 — волновое сопротивление линии передачи;
- Z_{0e} и Z_{0o} — волновое сопротивление линии в схемах замещения взаимодействующих соединений при согласном и встречном режимах;
- Z'_0 — эффективное волновое сопротивление равномерно нагруженной линии;
- Z — комплексное сопротивление нагрузки;
- $\beta = Z_0/(Z_0 + R)$ — коэффициент передачи напряжения от генератора с выходным сопротивлением R в линию передачи;

$\gamma = \tau/t_{\phi}$; } — коэффициент нагрузки, отношение постоянной времени цепи емкостной нагрузки в линии связи к длительности фронта (или к его постоянной времени) входного напряжения;

γ_0 — постоянная распространения линии передачи;

Δt — временной шаг вычисления;

$\delta u = (u_{\max} - U)/U$ — отношение амплитуды колебания на вершине импульса к величине установившегося напряжения в линии связи;

ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды распространения сигнала;

$\theta = t/t_{\phi}$ — относительная переменная времени;

$\theta_3 = \tau_3/t_{\phi}$; } — относительные значения интегральных характеристик переходного процесса;

$\theta_d = \tau_d/t_{\phi}$

рактеристик переходного процесса;

$\theta_3 = t_3(A)/t_{3\text{ вх}}(A)$ — относительная задержка передачи, где $t_{3\text{ вх}}(A)$, $t_3(A)$ — временные интервалы, измеренные от начала входного сигнала до момента достижения уровня A напряжением на входе линии и напряжением на ее конце соответственно;

$\theta_{\phi} = t_{\phi}/t_{\phi\text{ вх}}$ — коэффициент, определяющий увеличение длительности фронта напряжения при передаче в линии связи. Здесь $t_{\phi\text{ вх}}$ и t_{ϕ} — длительности фронтов входного напряжения и напряжения на конце линии;

κ — дробная часть отношения $1/q = t_{\phi}/2T_0l$;

τ_{Π} — постоянная времени, характеризующая быстроедействие транзистора;

τ_6 — постоянная времени цепи базы транзистора;

τ_3 , τ_d — интегральные характеристики аperiodического переходного процесса, определяющие его запаздывание и длительность.

ВВЕДЕНИЕ

1.1. ПРОБЛЕМА МЕЖСХЕМНЫХ СВЯЗЕЙ

Основное направление развития высокоскоростной радиоэлектронной аппаратуры связано с повышением быстродействия схем.

Наряду с традиционными задачами быстродействующей схемотехники, которые решаются, главным образом, путем улучшения динамических характеристик активных компонентов, оптимизации структуры и параметров схемных элементов, а также совершенствования технологии их изготовления, появляется ряд новых проблем. Одна из таких проблем, связанная с переходом в наносекундный диапазон работы устройств, обусловлена усилением искажения сигналов в цепях связи высокоскоростных схем.

Она возникает во многих областях радиоэлектроники, например в технике связи, автоматике, радиолокации, ядерной электронике, но особенно актуальна в вычислительной технике при разработке высокопроизводительных вычислительных машин. Это объясняется ограниченными возможностями уменьшения габаритов отдельных устройств машины, сильной разветвленностью сигнальных цепей и их высокой плотностью, что затрудняет конструктивную реализацию системы связей, оптимальную для соединений всех уровней.

С повышением быстродействия логических схем вычислительных машин скорость преобразования информации приближается к скорости ее передачи, а при задержках логического элемента менее 4—5 нс становится сравнимой с ней. Одной из основных причин указанной тенденции является увеличивающееся

воздействие искажающих эффектов в межсхемных соединениях.

Доля задержки, обусловленной искажениями сигналов в нагруженных линиях связи, составляет в известных мощных вычислительных машинах от 30 до 50% и более от общей задержки на логический уровень [1—4]. Недооценка роли процессов, протекающих в трактах передачи, может приводить к значительному ухудшению скоростных возможностей проектируемого устройства. В этом случае улучшение динамических характеристик схемных элементов, проводимое с целью повышения уровня быстродействия схемы, может не давать желаемого эффекта.

Межсхемные соединения, даже в наиболее совершенных конструкциях современных вычислительных машин, заметно снижают помехоустойчивость системы, ограничивают логические возможности схемных элементов, требуют значительного увеличения потребляемой мощности. От правильности выбора типа соединений и их параметров во многом зависит стоимость высокоскоростного устройства [5]. Усиление влияния рассматриваемого фактора существенно усложняет и удорожает проектирование и эксплуатацию системы.

Один из основных путей ослабления воздействия связей заключается в использовании элементов, характеризующихся оптимальным соотношением между длительностью фронта и задержкой сигнала [6], микроминиатюризации элементов и схем, а также в выборе определенной конструкции отдельных узлов и устройства в целом [7].

Достигнутые успехи в технологии изготовления мультичипных (многокристалльных), среднемасштабных и больших интегральных схем позволили существенно сократить среднюю длину наиболее массовых связей. Однако ввиду непрерывного улучшения скоростных свойств схемных элементов реально дости-

жимое на каждом этапе развития технологии сокращение габаритов оказывается недостаточным для полного устранения воздействия связей [8, 9], которое оценивается отношением электрической длины к длительности фронта сигнала.

С ростом плотности компоновки возникают новые проблемы, главная из которых заключается в повышении удельной рассеиваемой мощности. В то время как быстродействие схемных элементов за последние 10—15 лет возросло приблизительно на порядок, сокращение величин рабочих токов, напряжений, а значит и мощности, происходило более медленно. Поскольку предельное (минимальное) значение мощности определяется, в основном, температурой окружающей среды*, можно предполагать, что указанная тенденция сохранится и в будущем.

Таким образом, кроме практических ограничений, накладываемых, в основном, существующими методами объединения схем, уплотнение компоновки, а следовательно и решение проблемы соединений таким способом, имеет пределы, обусловленные недопустимым уровнем выделяемой мощности и ограниченными возможностями известных методов теплоотвода.

Практически применяемые методы дают возможность лишь ограниченного решения рассматриваемой проблемы. Они сводятся к максимально возможному ослаблению искажающих факторов всеми имеющимися средствами и проектированию устройства с учетом разброса времени задержки в сигнальных цепях.

Первое достигается путем рационального выбора материала и конструкции объединительных плат и параметров соединений, тщательно продуманного размещения схемных элементов и выполнения трассировки связей по определенным правилам [11].

* $P_{\text{пред}} = \varphi^2 T / Z_0$, где $\varphi T = kT / q_0$ — температурный потенциал равный при комнатной температуре 26 мВ, а Z_0 — волновое сопротивление передающей линии [10].

Для решения второй задачи требуется как можно более точное (вплоть до $\pm 10\%$ [12]) определение степени искажения сигналов в соединительных трактах на стадии проектирования устройства до его практической реализации. От погрешности предсказываемой задержки существенно зависит эффективность использования скоростных возможностей элементов и быстроедействие разрабатываемой системы [4].

Таким образом, важной частью рассматриваемой проблемы становится исследование переходных процессов, протекающих в соединениях, и анализ их взаимодействия со схемными элементами.

1.2. ИСТОЧНИКИ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Влияние линий связи на переходные процессы в системе быстродействующих схемных элементов становится заметным, когда средняя* электрическая длина соединения составляет более 0,05—0,1 длительности фронта рабочих импульсов. Слабое воздействие проявляется в дополнительном интегрировании фронтов сигнала на собственных реактивностях линий. В более протяженных соединениях искажение передаваемых сигналов усиливается из-за действия ряда эффектов, связанных с распределенным характером параметров линии.

Проводные и печатные соединения, используемые в низкоскоростных устройствах, не могут удовлетворительно выполнять функцию неискаженной передачи в системе при времени нарастания фронта менее 10 нс и их средней длине более 20 см. К более широкополосным связям, применяемым в настоящее время

* Средняя длина определяется, в основном, наиболее массовыми и относительно длинными связями между элементами, функциональными узлами и блоками,

в быстродействующих схемах, относятся полосковые линии, коаксиальные и плоские кабели.

Рассмотрим источники искажения сигналов в линиях передачи, основными из которых являются затухание, внутренние неоднородности и внешние дискретные неоднородности.

Вследствие широкого частотного спектра сигналов следует оценить влияние некоторых эффектов, характерных для устройств СВЧ диапазона. К ним можно отнести усиление воздействия небольших неоднородностей в тракте передачи, которые могут явиться причиной появления волн высшего порядка и, как следствие, деформации наносекундных импульсов. В открытых системах типа полосковых линий одна из составляющих общего затухания β_u может быть связана с излучением энергии.

Указанными эффектами можно полностью пренебречь и считать, что в линии распространяются волны одного типа (ТЕМ), если выполняются следующие ограничения на геометрию соединений [13, 14]:

$$\omega, h < c/2f_{\text{макс}}; \omega_3/\omega > (2,5-3); d/\omega \leq 0,2; d/h \ll 1,$$

где h, d — толщина диэлектрика и полоски; ω, ω_3 — ширина сигнальной и «земляной» полоски; $f_{\text{макс}}$ — максимальная частота спектра; c — скорость света.

Искажение сигналов в длинных линиях связи может быть вызвано специфическими для высокочастотного диапазона физическими явлениями в материале линии, обуславливающими затухание передаваемой электромагнитной энергии.

Влияние свойств материала оценивается величинами потерь в проводниках $\beta_{\text{п}}$ и диэлектрике $\beta_{\text{д}}$. На сравнительно низких частотах преобладающей является величина $\beta_{\text{п}}$, а с расширением спектра до 1—2 ГГц и выше становятся ощутимыми диэлектрические потери. Зависимость суммарных потерь от частоты

приводит к «завалу» амплитудно-частотной характеристики передающей линии в верхней части спектра.

В соответствии с результатами расчета [15], проведенного для нескольких типов серийных коаксиальных кабелей и близких к практическим полосковым линий длиной 1 м, верхняя граничная частота полосы пропускания составляет не менее 6—10 ГГц. Измерение переходной характеристики для этих линий [16, 17] подтверждает указанную величину. Для трактов длиной до 1 м время установления не превышает 0,1 нс.

Таким образом, общие потери в линиях до 1 м не приводят к существенному искажению импульсных сигналов с фронтами, составляющими более 0,5 нс.

Рассмотрим влияние внутренних неоднородностей, вызывающих местное отклонение волнового сопротивления от номинальной величины. Оно может произойти вследствие изгиба линии передачи, изменения геометрических размеров и характеристик диэлектрика по длине.

Оценим первый из указанных факторов применительно к полосковому проводнику, изогнутому на 90° . Используя методику расчета, изложенную в [15], получаем, что при радиусе поворота $r \approx 0,25$ см и отношении его к ширине линии $(r/w) > 3$ время установления переходной характеристики не превышает 0,01—0,02 нс. Подобное искажение в линии с $Z_0 = 75$ Ом внесла бы сосредоточенная емкость величиной 0,2 пФ. Предположим, что нарушение однородности тракта передачи имеет регулярный характер и проявляется в форме отклонения волнового сопротивления одинаковых отрезков линии, чередующихся с участками той же длины, имеющих номинальное сопротивление Z_0 (рис. 1.1, а). Для простоты будем считать, что изменение сопротивления до значения $Z'_0 < Z_0$ произошло в результате увеличения распределенной емкости на отрезках длиной $l_0 = 1$ см. Тогда, учитывая, что $Z_0 = T_0/C_0$ и $Z'_0 = T_0/(C_0 + \Delta C)$, относительное изменение

волнового сопротивления равно $\delta Z_0 = \delta C / (1 + \delta C)$, где $\delta C = \Delta C / C_0$ — относительное увеличение емкости. Здесь T_0 и C_0 — задержка и емкость линии на единицу длины.

При небольших отклонениях δZ_0 неоднородную линию можно представить в виде однородной линии,

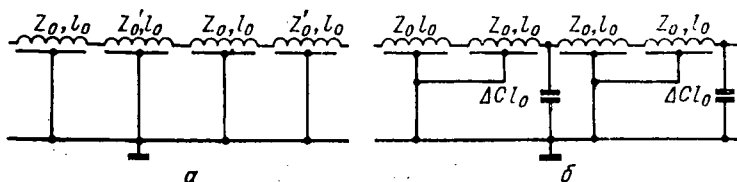


Рис. 1.1. Представление регулярно неоднородной линии передачи (а) в виде дискретно нагруженной однородной линии (б).

регулярно нагруженной на дискретные емкости $\Delta C l_0$ (рис. 1.1, б).

Время установления * согласованной на обоих концах цепи без учета взаимного влияния дискретных неоднородностей, что допустимо ввиду малой величины их, можно оценить с помощью формулы:

$$t_{уст} = 2,2\tau \sqrt{N},$$

где N — число неоднородных участков на рассматриваемой длине; $\tau = Z_0 \Delta C l_0 / 2 = T \delta Z_0 / 2 (1 - \delta Z_0)$ — постоянная времени нагрузки; $T = T_0 l$.

При длине линии $l = 50$ см ($N = 25$) и регулярном отклонении сопротивления на отрезках $l_0 = 1$ см, равном $\delta Z_0 = 20\%$, время установления в полосковой линии с $\epsilon = 5$ составляет $t_{уст} = 0,09$ нс.

Отсюда следует, что неоднородности рассматриваемого типа, так же как и потери в материале линии, не являются определяющими искажающими факторами при передаче сигналов с фронтами более 0,5—1 нс по

* Измеряется между уровнями 0,1—0,9 фронта импульса.

связям протяженностью менее 0,5—1 м. Однако, как показывают проведенные оценки, качество изготовления линий передачи, предназначенных для связи схем указанного временного диапазона, должно быть достаточно высоким.

Особенно серьезные требования предъявляются к интегральному разбросу волнового сопротивления, характеризующему среднее отклонение величины Z_0 более протяженных участков связей. Влияние этого типа неоднородности наиболее существенно, когда одно межсхемное соединение выполняется полосковыми линиями, принадлежащими разным печатным платам, или кабельными отрезками, взятыми из различных партий. Оценку времени установления в этом случае можно провести, пользуясь выражением для переходной характеристики линии передачи с резистивными нагрузками (R_1 и R_2) на концах [15]:

$$H(t) = \frac{(1 - K_{01})(1 + K_{02})}{2} \sum_{j=1}^{\infty} S^{j-1} \cdot 1[t - (2j - 1)T], \quad (1.1)$$

где $1(t)$ — единичная импульсная функция; $S = K_{01}K_{02}$; $K_{01} = (R_1 - Z_0)/(R_1 + Z_0)$ и $K_{02} = (R_2 - Z_0)/(R_2 + Z_0)$ — коэффициенты отражения от концов связи (в данном случае от стыков основной линии с рассматриваемым участком с электрической длиной $T = T_0 l$).

Учитывая, что неравенство $S \leq 1$ всегда выполняется (так как $|K_{01}| \leq 1$ и $|K_{02}| \leq 1$), а при апериодическом переходном процессе справедливо и неравенство $S \geq 0$, запишем значения функции $H(t)$ в дискретных точках $t_n = n2T$ следующим образом:

$$\begin{aligned} H(t_n) &= \frac{(1 - K_{01})(1 + K_{02})}{2} \sum_{j=1}^n S^{j-1} = \\ &= \frac{(1 - K_{01})(1 + K_{02})}{2} \frac{1 - S^n}{1 - S} = \frac{(1 - K_{01})(1 + K_{02})}{2(1 - S)} (1 - e^{n \ln S}). \end{aligned} \quad (1.2)$$

Проведя через эти точки экспоненциальную кривую, перейдем от ступенчатой функции (1.1) к ее огибающей, с помощью которой можно оценить переходную характеристику системы:

$$\tilde{H}(t) = \frac{(1 - K_{01})(1 + K_{02})}{2(1 - S)} (1 - e^{-t/\tau}). \quad (1.3)$$

Отсюда следует, что приближенное значение времени установления напряжения на конце линии равно

$$t_{уст} = 2,2\tau = -4,4T_0l/\ln S. \quad (1.4)$$

Если волновое сопротивление неоднородного участка Z'_0 , то коэффициенты отражения равны

$$K_{01} = K_{02} = K_0 = (Z_0 - Z'_0)/(Z_0 + Z'_0) \approx 0,5\delta Z_0. \quad (1.5)$$

После подстановки в (1.4) имеем

$$t_{уст} = -2,2T_0l/\ln(0,5\delta Z_0). \quad (1.6)$$

В соответствии с последней формулой при разбросе $\delta Z_0 = (10-20)\%$ и длине неоднородного участка полосковой линии, равной $l = 20$ см ($\epsilon = 5$; $T_0 = 6,5$ нс/м), время установления составляет $t_{уст} = (1-1,25)$ нс. Относительная амплитуда импульса, отраженного от рассматриваемого участка, согласно (1.5) равна 5—10%. Такое же отражение наблюдается от дискретной емкости $C = (2-4)$ пФ, подключенной к согласованной линии с $Z_0 = 50$ Ом при фронте сигнала длительностью $t_{ф} = 1$ нс.

Таким образом, влияние реального разброса волнового сопротивления линий связи на искажение передачи сравнимо с воздействием реактивных составляющих импедансов быстродействующих схемных элементов. Время установления переходной характеристики неоднородного участка средней длины близко к длительности фронта многих известных импульсных схем,

в частности, современных быстродействующих логических элементов вычислительных машин.

Оценим влияние внешних неоднородностей, которые вносятся в тракты связи разъемными соединениями, монтажом, отводами от основной линии, импедансами схем.

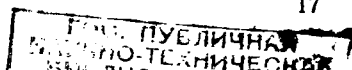
Величину отражения от разъема нетрудно найти, представляя его в виде короткого отрезка линии передачи с волновым сопротивлением Z_p и длиной l_p . Если фронт сигнала t_Φ линейный, коэффициент отражения равен

$$K_{\text{ор}} = \frac{Z_p - Z_0}{Z_p + Z_0} \frac{2T_0 l_p}{t_\Phi}.$$

Из-за конструктивных трудностей выполнения, связанных с малыми габаритами и большим количеством контактов, величина Z_p разъемов, предназначенных для внутриблочного соединения быстродействующих узлов, может отличаться от номинального значения Z_0 на 10—15% [15]. С учетом разброса волнового сопротивления основного тракта передачи величина $K_{\text{ор}}$ при $Z_0 = 50$ Ом, $t_\Phi = 1$ нс, $l_p = 2$ —3 см достигает 5—7%, что соответствует отражению от емкости $C = 2$ —3 пФ. Анализ показывает, что искажение сигналов с фронтами 0,5—1 нс, вызванное реактивными неоднородностями, обусловленными монтажом и ответвлениями связей, близко к эффекту от включения в линию схемных элементов.

Влияние рассогласования линии на переходную характеристику цепи связи резистивных сопротивлений можно оценить с помощью формулы (1.4).

Как будет показано ниже, приближенная величина $t_{\text{уст}}$ определяет не только время установления аperiodического переходного процесса (при $S > 0$), но и характеризует длительность затухания колебаний на вершине импульса (при $S < 0$). Поэтому, независимо от соотношения между окончательными сопротивлениями



и величиной Z_0 , эквивалентная полоса пропускания цепи с несогласованной линией определяется только абсолютным значением S и ее электрической длиной. Из графиков рассматриваемой зависимости (рис. 1.2) следует, что при среднем* значении $|S|=0,5$ время установления переходной характеристики почти в 7 раз превышает собственную задержку линии T_0l .

Степень деформации фронта входного импульса, имеющего экспоненциальную форму, при $S>0$ можно найти по приближенной формуле**:

$$\begin{aligned} \epsilon_t &= \frac{t_{\Phi \text{ вых}} - t_{\Phi \text{ вх}}}{t_{\Phi \text{ вх}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{t_{\text{уст}}}{t_{\Phi \text{ вх}}}\right)^2} - 1 = \\ &= \sqrt{1 + \left(\frac{2,2q}{\ln S}\right)^2} - 1, \end{aligned}$$

где $q=2T_0l/t_{\Phi}$ — относительная (удвоенная) длина несогласованной линии.

Графики функции ϵ_t , приведенные на рис. 1.3, показывают, насколько сильно зависит форма передаваемых импульсов от длины линии и степени ее несогласования. В частности, при $S=0,5$ фронт входного импульса, длительность которого в 8 раз больше собственной задержки линии, ухудшается почти на 30%. С укорочением фронта вдвое степень его искажения возрастает до 80%.

Таким образом, соединение схем несогласованными линиями для передачи сигналов с фронтами около $t_{\Phi \text{ вх}}=1$ нс на расстояние более 5—8 см нерационально вследствие существенного затягивания (практически на время, превышающее $t_{\Phi \text{ вх}}$) процесса установления выходного напряжения.

* Соотношение между Z_0 линии и импедансами схемных элементов во многих практических цепях связи таково, что $K_{01} \approx 1$, $|K_{02}|=0,5-0,6$ и, следовательно, $|S|_{\text{ср}} \approx 0,5$.

** Погрешность формулы увеличивается с ростом q и уменьшением S .

Подключение к линии сопротивления, равного волновому, требующее, как правило, дополнительной затраты мощности источника, решает проблему неискаженной передачи сигналов в реальных цепях лишь частично. Полное согласование практически невыпол-

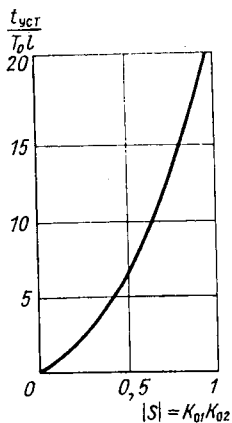


Рис. 1.2. Оценка времени установления переходной характеристики линии при различной степени рассогласования на ее концах.

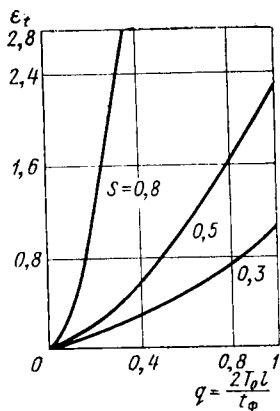


Рис. 1.3. Относительное изменение линейного фронта напряжения в линии передачи в зависимости от ее длины и величины S .

нимо из-за неизбежного присутствия в тракте передачи паразитных реактивностей. Например, амплитуда отражения от группы из трех—четырёх схемных элементов, сосредоточенных в одной точке согласованной линии при $Z_0 = 50$ Ом, $t_\phi = 1$ нс, $C_{вх} = 2—3$ пФ, достигает величины, сравнимой с уровнем помехоустойчивости схем (около 20%).

Распределение элементов вдоль линии, уменьшая величину отражения, может приводить, однако, к ухудшению фронта сигнала.

На рис. 1.4 показана форма переходного процесса в первом узле цепи связи из четырех элементов, представленных своими входными емкостями. Относительные параметры цепи: $q_\tau = 2T_0 l_i / \tau = 1$; $\gamma_\tau = Z_0 C_i / 2\tau = 0,3$;

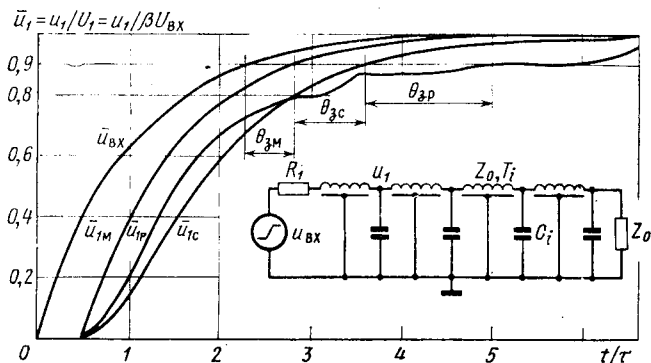


Рис. 1.4. Форма переходного процесса в первом узле приведенной цепи связи, когда емкостные нагрузки отсутствуют ($\bar{u}_{1м}$), сосредоточены в данном узле ($\bar{u}_{1с}$), распределены вдоль линии ($\bar{u}_{1р}$).

Параметры: $N=4$; $K_{0\text{ вх}}=-0,5$; $\gamma_\tau=0,3$; $q_\tau=1$.

$\beta = Z_0 / (Z_0 + R_1) = 0,8$; $K_{0\text{ вх}} = -0,5$, где τ — постоянная времени экспоненциально нарастающего перепада входного напряжения. При $Z_0 = 50$ Ом, $t_\phi = 1$ нс, $T_0 = 6,5$ нс/м данный пример соответствует следующим абсолютным значениям параметров: $l_i = 3,5$ см, $C_i = 5,5$ пФ, $R_1 = 15$ Ом.

Искажение напряжения $\bar{u}_1 = u_1 / U_1 = u_1 / \beta U_{\text{вх}}$ можно рассматривать как суммарный эффект от воздействия нескольких факторов. Влияние собственной задержки

линии, определяемое диэлектрической проницаемостью материала, проявляется в задержке входного перепада $\bar{u}_{вх}$ (кривая $\bar{u}_{1м}$). Кривая $\bar{u}_{1с}$ отражает изменение формы напряжения $\bar{u}_{1м}$, вызванное емкостными нагрузками, сосредоточенными в первом узле. И, наконец, кривая $\bar{u}_{1р}$, соответствующая результирующему напряжению на первой емкости, характеризует эффект равномерного распределения нагрузок вдоль связи.

О степени искажения в каждом случае можно судить по задержке напряжения на заданном уровне, предположим, составляющем 0,9 установившегося значения. Можно выделить три * составляющие общей задержки $\theta_3 = t_3/\tau$, соответствующие каждому из указанных факторов: $\theta_{3м}$, $\theta_{3о}$, $\theta_{3р}$ (рис. 1.4). Они по-разному зависят от относительной длины отрезков линий q_r , соединяющих нагрузки (рис. 1.5). Значительную часть суммарной задержки, особенно при $q_r > 0,4$, составляет величина $\theta_{3р}$.

Таким образом, отражения от соединяемых схемных элементов представляют источник существенного искажения формы сигналов даже при согласовании линии с резистивной составляющей нагрузки.

Таким образом, отражения от соединяемых схемных элементов представляют источник существенного искажения формы сигналов даже при согласовании линии с резистивной составляющей нагрузки.

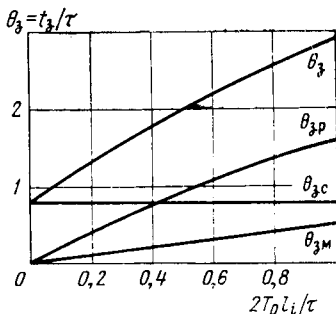


Рис. 1.5. Зависимость составляющих общей задержки напряжения u_1 от относительной задержки между нагрузками в цепи с параметрами: $N=4$; $K_{0\text{вх}}=-0,5$; $\gamma_\tau=0,3$.

* Для полной характеристики влияния связей на задержку в цепи элемент—линия следует отметить еще одну составляющую, которая возникает в элементе-приемнике как следствие искажения в линии сигнала, поступающего на его вход.

Причиной искажения передачи, проявляющегося в форме импульсов помех, может явиться взаимная электромагнитная связь между соседними линиями. Оценка перекрестной наводки между несимметричными полосковыми линиями* с волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом, расположенными с шагом 1,25 мм, показывает, что относительная амплитуда помехи при $t_{\phi}=1$ нс и длине $l>8-10$ см достигает 4—5% [51]. Это значение составляет заметную долю величины помехоустойчивости многих практических импульсных схем, в частности широко применяемых интегральных логических элементов [29].

1.3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Оценка влияния различных источников искажения показывает, что наиболее существенными факторами, определяющими качество передачи импульсов с фронтами 0,5—1 нс в линиях связи длиной не более 0,5—1 м, являются отражения от схемных и конструктивных элементов устройства, а также перекрестные наводки между близлежащими соединениями. Поэтому основная задача сводится к исследованию переходных процессов в однородных и не имеющих потерь линиях передачи с дискретными неоднородностями и анализу взаимодействия соединений.

Существующая теория и расчет двухпроводных линий передачи основаны на предположении о том, что в системе распространяются только поперечные электромагнитные волны (типа ТЕМ). Для коаксиальных малогабаритных кабелей, применяемых в быстродействующей радиоэлектронной аппаратуре, это допущение справедливо до частот порядка 15—20 ГГц, на которых длина волны становится соизмеримой с поперечными размерами линии и возникает необходимость учета волн высшего порядка [14]. Анализ про-

* Параметры диэлектрика: $\epsilon=4,5$, $h=0,2$ мм.

цесса передачи в полосковых линиях из-за особенностей конструкции ограничивается частотами, в несколько раз меньшими [13]. В обоих случаях указанный подход позволяет проводить достаточно точный анализ цепей связи большинства известных импульсных схем.

Процесс распространения сигнала в тракте передачи описывается известными уравнениями в частных производных, называемых телеграфными:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \quad \frac{\partial i}{\partial x} = -C_0 \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (1.7)$$

Здесь x, t — координаты расстояния и времени; L_0, C_0 — погонные значения индуктивности и емкости.

Система уравнений, описывающая взаимодействие двух линий передачи с идентичными параметрами, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial i^a}{\partial x} &= -C_0 \frac{\partial u^a}{\partial t} + C_{\text{в0}} \frac{\partial u^{\text{п}}}{\partial t}, \\ \frac{\partial i^{\text{п}}}{\partial x} &= C_{\text{в0}} \frac{\partial u^a}{\partial t} - C_0 \frac{\partial u^{\text{п}}}{\partial t}; \\ \frac{\partial u^a}{\partial x} &= -L_0 \frac{\partial i^a}{\partial t} - L_{\text{в0}} \frac{\partial i^{\text{п}}}{\partial t}, \\ \frac{\partial u^{\text{п}}}{\partial x} &= -L_{\text{в0}} \frac{\partial i^a}{\partial t} - L_0 \frac{\partial i^{\text{п}}}{\partial t}. \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

Здесь напряжения и токи с индексом «а» относятся к активной линии, содержащей источник воздействия, а с индексом «п» — к пассивной линии. $L_{\text{в0}}, C_{\text{в0}}$ — величины взаимной индуктивности и емкости на единицу длины.

МЕТОДЫ АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

2.1. ВЫБОР МЕТОДА АНАЛИЗА

Основные трудности анализа переходных процессов в линиях связи возникают, когда удвоенное время задержки от источника сигнала до источника отражения превышает $0,1$ — $0,3$ длительности фронта импульса. В этом случае соединение должно рассматриваться как линия передачи с распределенными параметрами, электрические процессы в которой (при условии однородности и отсутствия потерь) описываются с помощью дифференциальных уравнений (1.7) в частных производных гиперболического типа.

К решению уравнений этого типа сводятся разнообразные задачи, возникающие в науке и технике. Общим для них является исследование динамики процессов в системах с распределенными параметрами. К таким задачам относятся, например, в гидравлике — проблемы перекачки жидкости по трубопроводам, в технике бурения — расчет напряжений в длинных трубах, в электроэнергетике — исследование коммутационных перенапряжений в дальних линиях электропередач и т. д.

Благодаря широким возможностям практического приложения, о чем свидетельствуют многочисленные примеры, уравнения этого типа уже давно привлекают внимание математиков и инженеров. Поэтому столь многообразны методы их решения, среди которых имеются как классические, так и сравнительно новые методы, реализуемые с применением современной вычислительной техники.

Классический метод Фурье дает решение системы (1.7) в виде бесконечного ряда гармоник и связан с громоздкими математическими выкладками, особенно сложными для разрывных функций (явление Гиббса) [19].

В методе Даламбера, представляющем решение в виде бесконечной суммы падающих и отраженных волн, удается обойти трудности, вызванные разрывными функциями. Однако ни тот,

ни другой метод не позволяет получить достаточно общие и в то же время удобные для анализа результирующие математические выражения.

Существенный прогресс в решении телеграфных уравнений достигнут благодаря применению операционного метода [20], позволяющего значительно сократить объем вычислительных работ. Эффективность метода особенно высока, когда получаемое в процессе решения изображение переходной функции имеется в числе табличных. В некоторых случаях поиск решения может оказаться настолько трудоемким, что ценность метода существенно падает, а иногда его использование вообще теряет смысл.

Развитие вычислительной техники явилось стимулом для широкого применения различных численных методов решения рассматриваемой задачи. Численный расчет систем с распределенными параметрами основан на методе конечных разностей [21], превращающем дифференциальные уравнения в частных производных в систему алгебраических уравнений.

Оригинальное аналитическое решение уравнений для некоторых систем с распределенными параметрами найдено в результате использования известного в математике метода характеристик [19]. Интегрирование уравнений, описывающих переходный процесс, заменяется здесь интегрированием модифицированных уравнений, справедливых вдоль так называемых характеристических кривых. Впервые эти идеи были успешно применены для графического расчета динамики жидкостных струй в гидравлике [22].

Существенное развитие графические методы получили в работе Р. И. Караева [23] по переходным процессам в линиях электропередачи большой протяженности. В ней предложен графо-аналитический метод анализа распределенной линии с нелинейными нагрузками, построенный на основе метода характеристик и метода фазовых траекторий.

Недостатки графических методов связаны с большой трудоемкостью вычислений для получения результатов с приемлемой для практического использования точностью. Проблема точности была в значительной степени разрешена благодаря разработке численных методов расчета, основанных на методе характеристик. В большинстве работ, посвященных этим вопросам, проводится исследование переходных процессов в дальних линиях электропередачи [23, 24].

Среди новых направлений исследования систем с распределенными параметрами необходимо отметить методик, изложенную в работе [25] и проиллюстрированную автором на примерах расчета систем электропривода буровых установок и переходных явлений при передаче электроэнергии на большие расстояния. Суть этого метода, опирающегося на достаточно развитую тео-

рию линейных и нелинейных импульсных систем, заключается в приведении распределенных систем к импульсным системам и их расчету с помощью дискретного преобразования Лапласа [26]. Указанный метод позволяет проводить как аналитический, так и численный расчет на электронно-вычислительных машинах систем с потерями и нелинейными нагрузками, что является его безусловным достоинством.

Из представленного краткого обзора следует, что в подавляющем большинстве работ развиваются аналитические и численные методы решения задач, возникающих в энергетике, гидравлике и других областях техники, и почти не рассматриваются вопросы исследования переходных процессов в линиях связи быстродействующих импульсных схем, в частности логических элементов ЭВМ.

Последнее обстоятельство объясняется тем, что проблема распределенных эффектов в логических схемах вычислительных машин появилась сравнительно недавно, когда начали проектироваться первые высокопроизводительные ЭВМ.

При разработке машин сравнительно невысокого быстродействия (с тактовой частотой менее 1—5 МГц) влияние соединений на передачу сигналов либо вообще не принимается во внимание, либо учитываются их интегральные реактивные характеристики. Соединительные тракты высокоскоростных узлов более быстродействующих ЭВМ должны рассматриваться как системы с распределенными параметрами, которые наряду с электронными схемами в сильной степени определяют важнейшие характеристики устройства в целом.

По существу, анализу подвергается вся система, включающая и схемы и связи между ними. Такие смешанные системы, характеризующиеся как сосредоточенными, так и распределенными параметрами, представляют значительную сложность для их математического описания и требуют применения хорошо разработанных методов анализа.

Особенностью, существенно усложняющей анализ процессов в связях высокоскоростных вычислительных устройств, является также широкий частотный спектр воздействующих на систему сигналов и большое разнообразие их формы. Дополнительные трудности может вызывать анализ сосредоточенных элементов системы, нередко имеющих сложную структуру и нелинейный характер.

Исследование и точный расчет подобных систем, как правило, могут быть проведены лишь численными методами. Однако сложность алгоритмов расчета и затруднительная обзорность результатов заставляют в некоторых менее сложных случаях отказаться от повышенной точности и использовать аналитические методы.

Таким образом, для исследования межсхемных соединений целесообразно применять расчетные методы, приводящие как к численному, так и к аналитическому решениям. Несомненное удобство при этом представляло бы использование в обоих случаях единого математического аппарата, как это сделано в монографии [25]. Однако предложенный здесь способ решения, успешно использованный автором для исследования ряда систем в различных отраслях промышленности, нельзя считать достаточным разработанным для анализа разветвленных сетей межсхемных связей логических элементов ЭВМ. Кроме того, имеются определенные математические трудности его применения для сигналов нестандартной формы и произвольного вида нагрузок.

Математический аппарат операционного исчисления (непрерывное преобразование Лапласа) также не пригоден для использования в качестве единого метода численного и аналитического расчета. Причина заключается в ограниченном наборе форм сигналов и типов нагрузок, влияние которых на передачу может быть исследовано без особых усилий. Кроме того, принципиально невозможно учесть нелинейность некоторых характеристик полупроводниковых приборов при анализе. Поэтому операционный метод целесообразно выбрать в качестве основного при аналитическом расчете систем не выше определенной степени сложности, когда для получения решения с достаточной точностью еще не требуется привлечения ЭВМ.

Более сложные системы имеет смысл анализировать, применяя численный расчет, построенный на основе метода характеристик, который не связан с преобразованиями функций в комплексной области и поэтому имеет более широкие возможности. В частности, он позволяет исследовать характерные для устройств ЭВМ сильно разветвленные системы связей («сети») с нелинейными сосредоточенными элементами. К достоинствам указанного метода по сравнению с другими следует отнести простоту и универсальность алгоритма решения, обеспечивающего большую скорость вычислений и высокую точность результатов.

В некоторых случаях, например при оценке искажения импульсов, распространяющихся в линиях передачи, предпочтительным оказывается приближенный расчет. О степени приближения можно судить, сравнивая результаты с точным расчетом, проведенным одним из указанных выше методов.

2.2. АНАЛИТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Найдем общее выражение, описывающее переходный процесс в схеме соединения (рис. 2.1) с произвольным выходным импедансом генератора Z_1 и на-

грузкой Z_2 . Аналитическое решение задачи операционным методом состоит в преобразовании функций в исходных телеграфных уравнениях (1.7) в соответствующие изображения, решению получившихся диффе-



Рис. 2.1. Эквивалентные схемы для расчета режима на концах линии передачи.

ренциальных уравнений с учетом граничных условий и, наконец, нахождении оригиналов интересующих функций. Телеграфные уравнения в операционной форме преобразуются в линейное дифференциальное уравнение второго порядка

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} u(p) = \gamma_0^2 u(p), \quad (2.1)$$

где $\gamma_0 = p \sqrt{L_0 C_0} = p T_0$, решением которого, как известно, будет

$$u(p) = A_1(p) e^{-\gamma x} + A_2(p) e^{\gamma x}, \quad (2.2)$$

где A_1 и A_2 — постоянные интегрирования.

В соответствии с принципом Даламбера слагаемые в решении (2.2) могут рассматриваться как падающая и отраженная волны напряжения, распространяющиеся в линии: $u(p) = u_H(p) + u_0(p)$. С учетом (2.2) выражения, описывающие переходный процесс в начале линии при $x=0$ и на конце при $x=l$, имеют вид:

$$u_H(p) = A_1(p) + A_2(p), \quad u_K(p) = A_1(p) e^{-pT} + A_2(p) e^{pT}. \quad (2.3)$$

Воспользовавшись известным правилом Петерсена—Пффнера [27] о представлении распространяю-

щегося в линии напряжения эквивалентным генератором, приходим к следующему виду первой из интересующих нас функций:

$$u_{\text{н}}(p) = u_{\text{вх}}(p) \frac{Z_0}{Z_1(p) + Z_0} + 2u_0(p) \frac{Z_1(p)}{Z_1(p) + Z_0}. \quad (2.4)$$

Вводя в равенство (2.4) коэффициенты передачи $\beta(p)$ и отражения $K_{01}(p)$ в начале линии, равные по определению

$$\begin{aligned} \beta(p) &= Z_0/[Z_1(p) + Z_0], \quad K_{01}(p) = \\ &= [Z_1(p) - Z_0]/[Z_1(p) + Z_0], \end{aligned}$$

получаем

$$u_{\text{н}}(p) = \beta(p) u_{\text{вх}}(p) + u_0(p)[1 + K_1(p)]. \quad (2.5)$$

Коэффициент отражения от конца линии, равный $K_{02}(p) = \frac{u_0(p)}{u_{\text{н}}(p)} \Big|_{x=l}$, с помощью (2.2) нетрудно преобразовать к виду:

$$K_{02}(p) = \frac{A_2(p)}{A_1(p)} e^{2p\Gamma}. \quad (2.6)$$

Решая совместно уравнения (2.3), (2.5) и (2.6), получаем

$$\begin{aligned} A_1(p) &= \frac{\beta(p) u_{\text{вх}}(p)}{1 - K_{01}(p) K_{02}(p) e^{-2p\Gamma}}; \\ A_2(p) &= \frac{\beta(p) u_{\text{вх}}(p) K_{02}(p) e^{-2p\Gamma}}{1 - K_{01}(p) K_{02}(p) e^{-2p\Gamma}}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Таким образом, изображения искомых функций записываются как

$$u_{\text{н}}(p) = \frac{\beta(p) u_{\text{вх}}(p) [1 + K_{02}(p) e^{-2p\Gamma}]}{1 - K_{01}(p) K_{02}(p) e^{-2p\Gamma}}. \quad (2.8)$$

$$u_{\text{к}}(p) = \frac{\beta(p) u_{\text{вх}}(p) [1 + K_{02}(p) e^{-p\Gamma}]}{1 - K_{01}(p) K_{02}(p) e^{-2p\Gamma}}.$$

Нетрудно заметить, что каждый из сомножителей произведения $K_{01}K_{02}e^{-2pT}$ в знаменателе полученных выражений по абсолютной величине меньше единицы (первые два—по определению, а модуль последнего—вследствие того, что вещественная часть p положительна). Представляя дробь в виде суммы бесконечно убывающей геометрической прогрессии, выражения (2.8) легко привести к виду, более удобному для определения оригиналов функций:

$$\begin{aligned}
 u_n(p) &= \beta(p) u_{вх}(p) [1 + K_{02}(p)e^{-2pT}] \times \\
 &\quad \times \sum_{j=0}^{\infty} [K_{01}(p)K_{02}(p)]^j e^{-2pTj}, \\
 u_k(p) &= \beta(p) u_{вх}(p) [1 + K_{02}(p)e^{-pT}] \times \\
 &\quad \times \sum_{j=0}^{\infty} [K_{01}(p)K_{02}(p)]^j e^{-2pTj}. \quad (2.9)
 \end{aligned}$$

Выражения (2.9) являются основными при аналитическом исследовании переходных процессов в линиях передачи. Последний этап решения, заключающийся в обратном преобразовании полученных функций, будет проводиться ниже в соответствии с конкретной задачей.

2.3. ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД

Численный анализ процессов передачи импульсного сигнала по линии, как уже указывалось, целесообразно проводить с помощью алгоритмов, базирующихся на известном математическом методе характеристик. Дифференциальные уравнения, описывающие взаимодействие линии передачи с оконечными схемами, содержащими сосредоточенные элементы, могут решаться одним из стандартных численных методов, выбор которого определяется сложностью и характером схем.

Применение метода характеристик особенно эффективно для анализа однородных линий без потерь. В этом случае исходные уравнения в частных производных сводятся к интегрируемым дифференциальным уравнениям. Сущность метода при решении уравнений в частных производных гиперболического типа состоит в следующем.

Запишем выражения для полных производных напряжения и тока в линии по времени, используя уравнения (1.7):

$$\frac{du}{dt} = -L_0 \frac{\partial i}{\partial t} \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial u}{\partial t}, \quad \frac{\partial i}{\partial t} = -C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial i}{\partial t}. \quad (2.10)$$

Подставив в первое уравнение значение частной производной тока $\partial i / \partial t$, полученное из второго, будем иметь

$$\frac{du}{dt} = -L_0 \frac{\partial x}{\partial t} \left(\frac{\partial i}{\partial t} + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} \frac{\partial x}{\partial t} \right) + \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (2.11)$$

Уравнение (2.11) преобразуется в систему обыкновенных дифференциальных уравнений, справедливых вдоль характеристических кривых, определяемых равенством $dx/dt = F(x, t)$. При передаче сигнала по однородной линии функция $F(x, t)$ принимает постоянное значение и равна скорости распространения прямых и обратных волн напряжения:

$$\frac{dx}{dt} = -\sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}, \quad \frac{dx}{dt} = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}. \quad (2.12)$$

С помощью этих равенств выражение (2.11) преобразуется в следующую систему дифференциальных уравнений:

$$du = -\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} di, \quad du = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} di. \quad (2.13)$$

Функциональные зависимости, определяемые этими уравнениями, выполняются только на своих характеристических прямых, выражающихся через равенств

ва (2.12). Идея решения заключается в том, что если известны значения u и i в некоторых двух точках, лежащих на прямой и обратной характеристиках (2.12); то совместным решением уравнений (2.13) можно найти ток и напряжение в некоторой третьей точке.

Графическая интерпретация метода предложена французским исследователем Л. Бержероном [22]. Автор впервые ввел понятие наблюдателя,двигающегося вместе с распространяющимися волнами, что значительно облегчило понимание физической сущности метода характеристик. На основе этого принципа ему удалось разработать графический метод решения телеграфных уравнений и успешно применить его для ряда задач в гидравлике и энергетике. Опираясь на этот принцип и используя возможности итерационных вычислений, заложенные в методе характеристик, найдем алгоритм для численного расчета переходных процессов в линии передачи. Как известно, решение телеграфных уравнений в общем виде может быть представлено по способу Даламбера через сумму и разность падающей и отраженной волн напряжения:

$$\begin{aligned} u(x, t) &= u_{\text{п}}(x, t) + u_0(x, t), \\ Z_0 i(x, t) &= u_{\text{п}}(x, t) - u_0(x, t). \end{aligned} \quad (2.14)$$

В соответствии с теорией Л. Бержерона для наблюдателя,двигающегося от начала к концу линии, форма падающей волны напряжения будет оставаться неизменной, т. е. такой же, как при $x=0$:

$$u_{\text{п}}(x, t) = u_{\text{п}}(0, t). \quad (2.15)$$

Аналогично для наблюдателя,двигающегося от конца линии к ее началу, не будет изменяться форма отраженной волны, т. е.

$$u_0(x, t) = u_0(l, t). \quad (2.16)$$

Выразив из уравнений (2.14) функции $u_{\text{п}}(x, t)$ и $u_0(x, t)$ и принимая во внимание (2.15) и (2.16), можно записать

$$2u_{\text{п}}(x, t) = u(x, t) + Z_0 i(x, t) = 2u_{\text{п}}(0, t), \quad (2.17)$$

$$2u_0(x, t) = u(x, t) - Z_0 i(x, t) = 2u_0(l, t).$$

По существу, первое и второе равенства, выполняемые соответственно для первого и второго наблюдателей, представляют собой решения дифференциальных уравнений (2.13), полученных методом характеристик.

На основании соотношений (2.17) имеем

$$u(0, t) + Z_0 i(0, t) = 2u_{\text{п}}(0, t), \quad (2.18)$$

$$u(l, t) - Z_0 i(l, t) = 2u_0(l, t).$$

Полученные выражения описывают форму падающей и отраженной волн напряжения на концах линии, какими они «представляются» наблюдателям, начинающим двигаться навстречу друг другу из точек $x=0$ и $x=l$ в момент времени t .

Найдем форму падающей волны напряжения при $x=l$, если она стала распространяться из начала линии в момент времени $t-T$, где T — задержка сигнала в линии, равная его электрической длине. Из первого выражения (2.17) следует

$$2u_{\text{п}}(l, t) = u(l, t) + Z_0 i(l, t) = 2u_{\text{п}}(0, t-T). \quad (2.19)$$

Форма отраженной волны в начале линии, если она стала двигаться от ее конца в момент времени $t-T$, в соответствии с (2.17) запишется так:

$$2u_0(0, t) = u(0, t) - Z_0 i(0, t) = 2u_0(l, t-T). \quad (2.20)$$

Очевидно, что в местах встречи наблюдателей, в частности на концах линии, напряжение и ток для обоих наблюдателей одинаковы. Следовательно, в этих случаях допустимо совместное решение уравнений (2.17).

Из приведенных рассуждений следует, что в начале линии встретятся наблюдатели, один из которых начал двигаться из точки $x=0$ в момент t , а другой — из точки $x=l$ в момент времени $t-T$, т. э. справедливо первое из уравнений (2.18) и уравнение (2.20). Аналогично на конце линии для другой пары наблюдателей выполняются одновременно второе из уравнений (2.18) и уравнение (2.19).

Исключая из каждой пары указанных равенств члены, содержащие ток i , приходим к следующей системе взаимосвязанных уравнений:

$$2u_{\Pi}(0, t) = 2u(0, t) - 2u_0(l, t-T), \quad (2.21)$$

$$2u_0(l, t) = 2u(l, t) - 2u_{\Pi}(0, t-T).$$

Таким образом, формы падающей и отраженной волн напряжения в линии определяются через напряжения в предыдущий момент времени. Это создает предпосылки для использования полученных рекуррентных соотношений в качестве основы численного расчета.

Введем следующие обозначения:

$$2u_{\Pi}(0, t) = e_{\Pi}(t), \quad u(0, t) = u_{\Pi}(t),$$

$$u(l, t) = u_{\kappa}(t), \quad 2u_0(l, t) = e_0(t),$$

$$i(0, t) = i_{\Pi}(t), \quad i(l, t) = i_{\kappa}(t).$$

Если шаг вычислений Δt выбран таким образом, что отношение $T/\Delta t = k_0$ — целое число, то выражения (2.21) с учетом введенных обозначений можно преобразовать в следующие уравнения, связывающие функции дискретного аргумента $k = t/\Delta t$:

$$e_{\Pi}(k) = -2u_{\Pi}(k) - e_0(k - k_0), \quad (2.22)$$

$$e_0(k) = -2u_{\kappa}(k) - e_{\Pi}(k - k_0).$$

Полученный расчетный алгоритм необходимо дополнить уравнениями, описывающими функциональную зависимость между током и напряжением на концах линии, которая определяется конкретной схемой. Прделав аналогичную описанной выше процедуру с уравнениями (2.19) и (2.20), имеем

$$u_{\text{н}}(k) - Z_0 i_{\text{н}}(k) = -e_0(k - k_0), \quad (2.23)$$

$$u_{\text{к}}(k) + Z_0 i_{\text{к}}(k) = -e_{\text{п}}(k - k_0).$$

Нетрудно видеть, что этим уравнениям соответствуют эквивалентные схемы, изображенные на рис. 2.1. С помощью этих уравнений несложно связать процесс вычисления распространяющихся по линии волн с расчетом режима на ее концах.

2.4. ГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД

Преобразуем равенства (2.22) и (2.23), полученные на основе теории Бержерона [22], исключив из них слагаемые $e_{\text{п}}$ и e_0 , определяющие напряжение падающей и отраженной волн. Выбирая величину Δt равной электрической длине линии T ($k_0 = 1$), имеем

$$i_{\text{к}}(k) - i_{\text{н}}(k - 1) = -\frac{1}{Z_0} [u_{\text{к}}(k) - u_{\text{н}}(k - 1)], \quad (2.24)$$

$$i_{\text{н}}(k) - i_{\text{к}}(k - 1) = \frac{1}{Z_0} [u_{\text{н}}(k) - u_{\text{к}}(k - 1)].$$

Записанные в такой форме исходные уравнения позволяют обосновать графический метод их решения.

Из анализа уравнений видно, что на плоскости $i-u$ точки с координатами $i_{\text{к}}(k)$, $u_{\text{к}}(k)$ и $i_{\text{н}}(k-1)$, $u_{\text{н}}(k-1)$ лежат на прямой, имеющей наклон $-1/Z_0$. Очевидно, что линии с таким наклоном определяют изменение режима в конце соединения, вызванное падающими волнами. Точки с координатами $i_{\text{н}}(k)$, $u_{\text{н}}(k)$

и $i_k(k-1)$, $u_k(k-1)$ располагаются на прямой с наклоном $1/Z_0$, которая соответствует отраженной волне.

Рассмотрим простую цепь связи (рис. 2.2). Оконечные сопротивления R_1 и R_2 характеризуют граничные условия для уравнений (2.24). Поэтому в случае линейных сопротивлений точки, соответствующие искомым значениям напряжения и тока в начале и конце

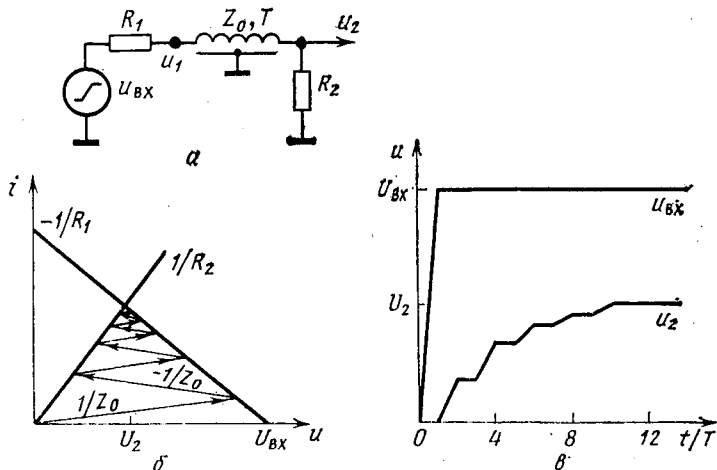


Рис. 2.2. Методика графического расчета переходного процесса в цепи связи активных сопротивлений.

связи, должны находиться на прямых $i = (U_{вх}/R_1) - (u/R_1)$ и $i = u/R_2$. Таким образом, согласно уравнениям (2.24), точку, определяющую режим в данный момент времени в начале (или в конце) соединения, можно найти как точку пересечения прямой с наклоном $-1/R_1$ (или $1/R_2$) и линии с наклоном $1/Z_0$ (или $-1/Z_0$), проведенной из точки, представляющей режим в конце (или в начале) соединения в предыдущий момент времени.

Построения на рис. 2.2,б иллюстрируют графиче-

ское решение задачи при $Z_0 > R_1$, $Z_0 > R_2$. Найденные последовательно точки соответствуют мгновенным значениям напряжения и тока на концах линии в моменты времени, следующие с интервалом, равным $2T$. На рис. 2.2, в показан результат расчета переходного процесса на конце линии.

Несмотря на присущие графическому методу недостатки (громоздкость, невысокая точность, ограниченный круг решаемых задач), его применение во многих практических случаях следует считать весьма полезным и нередко единственно целесообразным. В частности, он удобен при необходимости оперативной оценки искажения передачи в цепях связи нелинейных схем, например, некоторых типов логических элементов ЭВМ. Как будет показано ниже, графический метод, основанный на методе характеристик, может быть развит для расчета более сложных цепей, содержащих реактивные составляющие (см. § 3.5).

2.5. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО АНАЛИЗА

Вследствие сложности точных методов исследования и громоздкости результирующих формул, затрудняющих их применение в инженерной практике, нередко возникает необходимость в приближенном анализе схем, содержащих линии передачи. Особенно сложным оказывается анализ переходного режима смешанных систем, содержащих наряду с длинными линиями, характеризующимися распределенными параметрами, сосредоточенные реактивные элементы.

Методика приближенного анализа обычно состоит в введении ряда допущений, позволяющих представить исследуемую смешанную систему в виде схемы, содержащей только сосредоточенные элементы, либо в виде упрощенной системы с распределенными параметрами. Последнее преобразование заключается в замене сосредоточенных реактивных элементов их распределенными эквивалентами либо чисто реактивного характера, либо в виде отрезков однородных линий.

В качестве приближенной эквивалентной системы выбирается схема, идентичная исследуемой в смысле поведения в переходном режиме. Для получения приближенной схемы переходная характеристика рассматриваемой системы, найденная одним из точных методов, аппроксимируется подходящей для данного случая функцией, которая затем реализуется в виде определенных схемных элементов. Погрешности приближенного расчета определяются отклонением аппроксимирующей функции от действительной характеристики.

Подобные задачи встречаются при синтезе линейных цепей во временной области по заданному воздействию и заданной реакции системы. Задача синтеза, как известно [28], также делится на два этапа: аппроксимацию и последующую реализацию.

Однако в данном случае кроме выполнения условия физической реализуемости аппроксимирующей функции в виде эквивалентной схемы предъявляются требования наибольшей простоты и возможности быстрого определения ее параметров. Поэтому после установления (по данным точного анализа или эксперимента) характера приближенных эквивалентов выбор их значений проводится в большинстве случаев из соображений не минимального расхождения переходных характеристик, а максимальной простоты эквивалентной схемы. Условия применимости найденной таким образом схемы определяются по погрешности приближенного расчета.

Погрешность зависит от формы воздействующего сигнала и максимальна для импульса с бесконечно крутыми фронтами. Использование в качестве воздействия сигнала типа единичной функции, как будет показано, не всегда оправдано, хотя и существенно облегчает оценку погрешности*.

Степень приближения рационально определять для сигнала, имеющего форму, близкую к реальной. В большинстве случаев в качестве входного воздействия достаточно принять «ступеньку» напряжения с линейно нарастающим фронтом.

Важным является вопрос о выборе метода оценки погрешности. Сравнение переходных функций в действительной и приближенной схемах можно проводить по отклонениям в некоторых характерных точках (дискретная оценка) или с помощью интегральных характеристик, учитывающих более полно форму сигнала (интегральная оценка).

Интегральный метод, как более точный, будет использоваться при необходимости наиболее корректного установления погрешности аппроксимации.

* На ограничения, возникающие при использовании воздействия данного типа, указано также в работе [28].

ПРОСТЫЕ СХЕМЫ СОЕДИНЕНИЯ

3.1. ДЛИННАЯ ЛИНИЯ С ОКОНЕЧНЫМИ РЕЗИСТИВНЫМИ НАГРУЗКАМИ

В этой главе рассматриваются наиболее простые схемы соединения, содержащие минимальное число компонентов (рис. 3.1). Несмотря на кажущуюся элементарность цепи точный аналитический расчет переходного процесса в ней подчас требует затраты немалых усилий, в связи с чем приходится проводить численный анализ схемы с помощью ЭВМ либо удовлетворяться приближенными вычислениями.

Анализ переходного процесса в линии с активным выходным сопротивлением задающего генератора ($Z_1=R_1$) и резистивной оконечной нагрузкой ($Z_2=R_2$) удобно провести с помощью операционного метода. Поскольку электрическая протяженность связей быстродействующих схем сравнима с длительностью фронтов передаваемых сигналов, при анализе должна быть учтена форма реального импульса. Для многих практических случаев достаточно представить фронт воздействующего импульса в виде линейной функции времени. Попытка аппроксимировать форму нарастающей части сигнала более сложной функцией, например экспоненциальной, приводит к достаточно громоздким выражениям, что нередко ставит под сомнение целесообразность аналитического расчета.

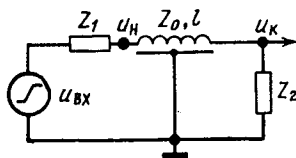


Рис. 3.1. Элементарная цепь связи.

В соответствии с общим решением (2.9) изображение напряжения на конце линии u_{κ} имеет вид:

$$u_{\kappa}(p) = \beta u_{\text{вх}}(p) (1 + K_{02}) e^{-pT} [1 + K_{01} K_{02} e^{-2pT} + (K_{01} K_{02})^2 e^{-4pT} + \dots], \quad (3.1)$$

где

$$\beta = Z_0 / (R_1 + Z_0); \quad K_{01} = (R_1 - Z_0) / (R_1 + Z_0); \\ K_{02} = (R_2 - Z_0) / (R_2 + Z_0).$$

Форма линейно нарастающего входного импульса

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} U_{\text{вх}} t / t_{\Phi} & 0 < t \leq t_{\Phi}, \\ U_{\text{вх}} & t_{\Phi} < t < \infty. \end{cases} \quad (3.2)$$

Она может быть представлена в виде суммы двух бесконечно возрастающих функций $u_A(t)$ с наклонами $U_{\text{вх}}/t_{\Phi}$ и $-U_{\text{вх}}/t_{\Phi}$, следующих с временным интервалом t_{Φ} .

Подставим изображение функции $u_{\text{вх}}(t)$

$$u_{\text{вх}}(p) = u_A(p) (1 - e^{-t_{\Phi} p}) = \frac{U_{\text{вх}}}{p t_{\Phi}} (1 - e^{-t_{\Phi} p})$$

в общую формулу (3.1) и найдем оригинал интересующего нас напряжения при $t < t_{\Phi}$, не учитывая множитель e^{-pT} , характеризующий начальную задержку передачи:

$$u_{\kappa}(t) = \frac{U_{\text{вх}} \beta (1 + K_{02})}{t_{\Phi}} \sum_{j=0}^{\infty} (t - 2T_j) S^j 1(t - 2T_j), \quad (3.3)$$

где

$$S = K_{01} K_{02}.$$

Из полученного выражения видно, что напряжение $u_{\kappa}(t)$ представляет собой кусочно-линейную функцию. Для удобства дальнейших рассуждений и упрощения результирующих выражений будем определять иско-

мую функцию на временных отрезках, где она изменяется линейно. Для этого разобьем отрезок времени $0 < t \leq t_\phi$ на участки по $2T$, каждому из которых присвоим номер n (рис. 3.2). Тогда $t_\phi = 2T(n_0 + \kappa)$, где

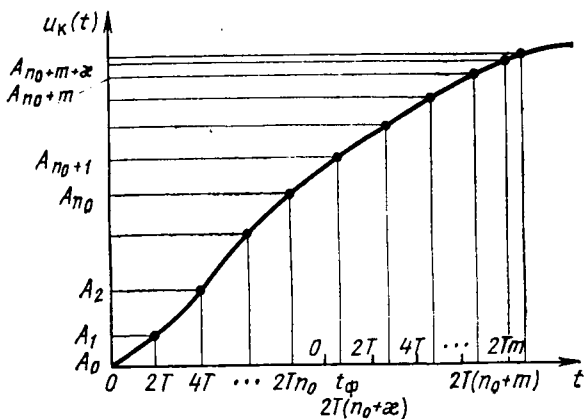


Рис. 3.2. Представление переходного процесса с помощью кусочно-линейной функции.

n_0 — целое число, а $\kappa < 1$. Временную шкалу в диапазоне $t_\phi < t < \infty$ представим в виде дискретных значений $t = 2Tm$, где $m = 0, 1, 2, \dots$

Тогда выражение (3.3) при $(n-1)2T < t < n2T$, где $n = 1, 2, \dots, n_0$, можно записать следующим образом:

$$u_k(t)/U_{вх} = A_n(t) = \frac{1}{t_\phi} \beta (1 + K_{02}) \left[t \sum_{j=0}^{n-1} S^{jT} - 2T \sum_{j=0}^{n-1} jS^{jT} \right]. \quad (3.4)$$

Учитывая, что оригинал функции $u_k(p)$ при $t \geq t_\phi$ записывается в виде разности между полученным выражением и смещенной на величину t_ϕ той же функцией, имеем:

при $(n_0 + m)2T < t < (n_0 + m + \kappa)2T$

$$u_{\kappa}(t) = A_{n_0+m+1}(t) - A_m(t - t_{\phi});$$

при $(n_0 + m + \kappa)2T < t < (n_0 + m + 1)2T$ (3.5)

$$u_{\kappa}(t) = A_{n_0+m+1}(t) - A_{m+1}(t - t_{\phi}).$$

Перейдем к следующим безразмерным величинам:
 $t/t_{\phi} = \theta$; $2T/t_{\phi} = q$.

Для упрощения результатов будем записывать напряжение $u_{\kappa}(t)$ в дискретных точках, которые при графическом изображении переходного процесса соединяются прямыми линиями. Тогда, вычисляя суммы в выражении (3.4) и подставляя результат в (3.5), находим (см. П. 1)

$$u_{\kappa}(\theta) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{U_{\text{вх}}\beta(1+K_{02})}{1-S} q \left(1 - S \frac{1-S^n}{1-S} \right) \\ \text{при } \theta = qn; (n = 0, 1, 2, \dots, n_0), \\ \frac{U_{\text{вх}}\beta(1+K_{02})}{1-S} q \left\{ n_0 + 1 + \right. \\ \left. + \frac{S(1-S^m) - (1-S^{n_0+m+1}) [1-\kappa(1-S)]}{1-S} \right\} \\ \text{при } \theta = q(n_0 + m + \kappa); (m = 0, 1, 2, \dots), \\ \frac{U_{\text{вх}}\beta(1+K_{02})}{1-S} q \left[n_0 - S^{m+2} \frac{1-S^{n_0}}{1-S} + \kappa(1-S^{m+1}) \right] \\ \text{при } \theta = q(n_0 + m + 1); (m = 0, 1, 2, \dots). \end{array} \right. \quad (3.6)$$

Приведенные выражения, описывающие форму выходного импульса, существенно сокращаются, если отношение длительности исходного фронта к удвоенной задержке в линии составляет целое число $1/q = n_0$ (т. е. $\kappa = 0$). Поэтому в дальнейшем анализе, когда выбор

величины t_ϕ произволен, вместо представленных формул будем пользоваться более простыми выражениями, вытекающими из (3.6):

$$u_k(\theta) = \begin{cases} \frac{U_{вх}\beta(1+K_{02})}{(1-S)n_0} \left(n - S \frac{1-S^n}{1-S} \right) & \text{при } \theta = qn; (n=0, 1, 2, \dots, n_0), \\ \frac{U_{вх}\beta(1+K_{02})}{(1-S)n_0} \left(n_0 - S^{m+2} \frac{1-S^{n_0}}{1-S} \right) & \text{при } \theta = q(n_0 + m + 1); (m=0, 1, 2, \dots). \end{cases} \quad (3.7)$$

Выразив β через коэффициент отражения в начале линии и считая, что $m \rightarrow \infty$, находим значение установившегося напряжения на конце линии

$$U_k = \frac{(1-K_{01})(1+K_{02})}{2(1-S)} U_{вх}.$$

Таким образом,

$$u_k(\theta) = \begin{cases} U_k \left(\frac{n}{n_0} - \frac{S}{n_0} \frac{1-S^n}{1-S} \right) & \text{при } \theta = qn, \\ U_k \left(1 - \frac{S^{m+2}}{n_0} \frac{1-S^{n_0}}{1-S} \right) & \text{при } \theta = q(n_0 + m + 1). \end{cases} \quad (3.8)$$

Форма выходного напряжения не зависит по отдельности от каждого из коэффициентов K_{01} и K_{02} , а определяется их произведением S . Для иллюстрации на рис. 3.3 показана форма напряжения $\bar{u}_k = u_k/U_k$ в трех случаях: $S=0$ (отсутствие искажений), $S=0,5$

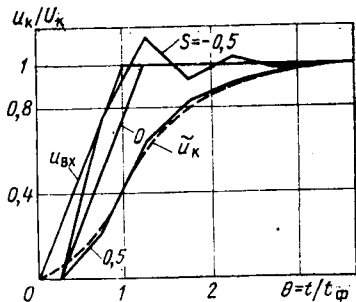


Рис. 3.3. Переходный процесс на конце линии при $q=2T_{01}/t_\phi=0,5$ и различных величинах S .

и $S = -0,5$. Об искажениях сигнала можно судить по тому, насколько нарушается условие неискаженной передачи в линейных системах. Анализируя формулы (3.8), нетрудно заметить, что выходное напряжение $u_{\kappa}(\theta)$ выражается через разность между неискаженной функцией ($S=0$) и величиной δu , характеризующей степень искажения в линии:

$$\delta u = \begin{cases} \frac{S}{n_0} \frac{1-S^n}{1-S} & \text{при } \theta = qn; (n=0, 1, 2, \dots, n_0), \\ \frac{S^{m+2}}{n_0} \frac{1-S^{n_0}}{1-S} & \text{при } \theta = q(n_0 + m + 1); (m = \\ & = 0, 1, 2, \dots). \end{cases} \quad (3.9)$$

Легко показать, что при $S > 0$ (апериодический режим) максимальное отклонение δu наблюдается в момент времени $\theta = 1$ (без учета первоначального сдвига $\theta = q/2$) и составляет

$$\delta u_{\text{макс}} = \frac{S}{n_0} \frac{1-S^{n_0}}{1-S}.$$

Отсюда следует, что степень искажения монотонно возрастает с ростом величины S рассогласования линии на концах и отношения $q = 2T_{01}/t_{\Phi}$. Наиболее сильное изменение функции $\delta u = f(q)$ наблюдается на коротких линиях, когда $q < 0,3$. С улучшением условий согласования (уменьшением S) указанная зависимость приближается к линейной.

Оценка качества передачи при $S > 0$ по максимальному отклонению δu не всегда удобна на практике, так как чаще всего интересуются «временными» искажениями формы передаваемого импульса, в частности, его задержкой и длительностью фронта*. Однако такой способ оценки трудно осуществим в данном случае из-за сложности аналитического выражения ука-

* Вопросы, касающиеся оценки искажений в схеме с колебательной переходной характеристикой (при $S > 0$), рассматриваются в § 3.3.

занных параметров. Более целесообразным следует считать использование интегрального способа оценки качества передачи, который описывается ниже.

3.2. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ПРОСТОЙ ЦЕПИ СВЯЗИ

Постановка задачи

Расчет переходного процесса в несогласованных линиях связи по точным формулам (3.6) и (3.7), несмотря на простоту исследуемой схемы (рис. 3.1), представляет довольно трудоемкую процедуру. Кроме того, пользуясь этими выражениями, сложно определить степень искажения импульса с помощью обычно принятых оценок. Анализ существенно упрощается, если линию с распределенными параметрами удастся представить приближенной схемой, содержащей минимальное число реактивных элементов. Погрешность такого приближения в ряде практических случаев оказывается несущественной для исследования схемы.

Важным этапом приближенного анализа цепей связи является выбор схемы замещения и определение степени ее соответствия исходной схеме соединения (рис. 3.1). Сам последующий расчет цепи с сосредоточенными параметрами проводится обычными методами и не вызывает серьезных затруднений.

Переход к сосредоточенным параметрам линии передачи полезен при инженерном расчете простых одиночных и взаимосвязанных соединительных цепей. Как будет показано ниже, погрешность, обусловленная подобным упрощением, определяет точность численного расчета сложных схем связей, основанного на методе характеристик.

Вопрос о допустимости перехода к приближенной схеме замещения в первую очередь связывают с величиной отношения электрической длины линии к длительности фронта передаваемого импульса [30—32]. Следует отметить, что в литературе можно найти весьма разноречивые сведения об условиях*, при

* Диапазон рекомендуемых различными авторами граничных (нередко найденных эмпирически) значений отношения $q = 2T_0 l / t_{\phi}$ простирается от 0,1 [31] до 0,4 [30].

которых линию можно считать электрически короткой и характеризовать сосредоточенными параметрами. По-видимому, это объясняется не только различием схем замещения и значений допустимой погрешности, которая зачастую даже не указывается. Различны и недостаточно аргументированы применяемые способы оценки погрешности. Поэтому рассмотрим их более подробно.

В большинстве случаев неточность, возникающую при переходе к сосредоточенным параметрам линии, находят с помощью частотных методов, сравнивая, например, коэффициент передачи [32] или значения входной проводимости [33] действительной и приближенной схемы. Применение полученных результатов для

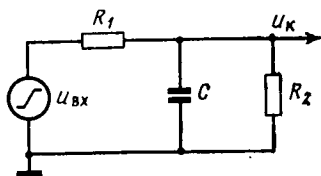


Рис. 3.4. Схема замещения цепи связи.

оценки временных процессов неизбежно связано с принципиальной неточностью преобразования частотного спектра сигнала во временные характеристики. В частности, оценка, проведенная на верхней частоте спектра импульсного воздействия, как будет показано, существенно завышает действительную погрешность даже в случае сравнительно сложной схемы замещения [32].

Методологически более целесообразно определять степень приближения схемы замещения, сравнивая переходные функции в обоих случаях. Тогда погрешность аппроксимации будет характеризовать непосредственно точность приближенного расчета переходного процесса в цепи.

При такой постановке задачи, в отличие от принятого во многих работах подхода, погрешность определяется не только характеристиками линии и формой возмущающего воздействия, но зависит также от других параметров цепи, в частности от соотношения между волновым сопротивлением линии и ее оконечными сопротивлениями. В существовании последней зависимости легко убедиться, рассматривая, например, передачу импульса через согласованную линию, представляющую для генератора чисто активную нагрузку. Погрешность схемы замещения такой цепи, представленной конечным числом реактивных элементов, будет всегда больше, чем цепи с несогласованной линией.

Предполагая применять рассматриваемый ниже метод для расчета только аperiodических переходных процессов (когда $S = K_{01}K_{02} > 0$), в качестве приближенной принимаем предельно простую схему замещения линии (рис. 3.4), содержащую единственную реактивность (емкостную — при $K_{01} > 0$ и $K_{02} > 0$ и индуктивную при $K_{01} < 0$ и $K_{02} < 0$).

Будем рассматривать три типа схемы замещения, определяемых различными способами и отличающихся лишь величиной реактивности и погрешностью, вносимой в расчет переходных процессов. Целесообразность использования каждой из схем зависит от конкретной задачи.

Способ оценки погрешности

Если входной сигнал имеет ступенчатую форму и линейно нарастающий фронт длительностью t_Φ , переходный процесс в схеме (рис. 3.4) с $R_1 > Z_0$ и $R_2 > Z_0$ описывается следующими выражениями, приведенными к безразмерным параметрам:

$$\tilde{u}_k(\theta) = \begin{cases} \tilde{U}_k [\theta - \gamma (1 - e^{-\theta/\gamma})] & \text{при } 0 < \theta \leq 1, \\ \tilde{U}_k [1 - \gamma (1 + e^{1/\gamma}) e^{-\theta/\gamma}] & \text{при } 1 < \theta < \infty, \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\tilde{U}_k = \frac{(1 - K_{01})(1 + K_{02})}{2(1 - S)} U_{вх}; \quad \gamma = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C/t_\Phi.$$

О том, насколько точно схема замещения (рис. 3.4) отражает реальную цепь связи (рис. 3.1), можно судить по степени совпадения выражений (3.7) с аппроксимирующей функцией (3.10).

Оценку погрешности произведем с помощью интегральных характеристик, позволяющих более полно, а значит, и с большей достоверностью описать весь переходный процесс*. В соответствии с методом, предложенным в работе [34], представляя монотонную переходную функцию как некоторую функцию распределения случайной величины t , можно определить временные параметры переходного процесса.

Основные свойства рассматриваемых переходных функций можно описать с помощью двух интегральных характеристик, определяемых по следующим формулам:

$$\Theta_3 = (1/U_k) \int_0^\infty \theta u'_k d\theta, \quad \Theta_d^2 = (1/U_k) \int_0^\infty \theta^2 u'_k(\theta) - \Theta_3^2. \quad (3.11)$$

Параметр Θ_3 в терминах теории вероятностей, математический аппарат которой использует данный метод, представляет собой математическое ожидание времени переходного процесса и характеризует его запаздывание. Параметр Θ_d , соответствующий дисперсии переходного процесса, определяет длительность фронта импульса.

* Преимущество такого метода оценки состоит также в возможности определять временные характеристики процесса, непосредственно по изображениям соответствующих функций [33].

Интегральные характеристики $\tilde{\Theta}_3$ и $\tilde{\Theta}_д$ переходного процесса в приближенной схеме (рис. 3.4) без труда определяются по изображению функции $\tilde{u}_к(t)$ (3.10), записанному в следующей форме:

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{u}_к(t)}{U_к} &= \left[\frac{1}{pt_\Phi} (1 - e^{-pt_\Phi}) \right] \left[\frac{1}{1 + p\gamma t_\Phi} \right] = \\ &= \frac{1 - pt_\Phi/2 + p^2 t_\Phi^2/6 - \dots}{1 + p\gamma t_\Phi}. \end{aligned}$$

Значения $\tilde{\Theta}_3$ и $\tilde{\Theta}_д$ следующим образом выражаются через коэффициенты при первой и второй степени p числителя (a_1, a_2) и знаменателя (b_1, b_2) [33]:

$$\tilde{\Theta}_3 = (b_1 + a_1)/t_\Phi, \quad \tilde{\Theta}_д^2 = [b_2^2 - a_2^2 - 2(b_2 - a_2)]/t_\Phi^2.$$

В результате имеем

$$\tilde{\Theta}_3 = 0,5 + \gamma, \quad \tilde{\Theta}_д^2 = 0,083 + \gamma^2. \quad (3.12)$$

Параметры Θ_3 и $\Theta_д^2$, характеризующие поведение реальной схемы соединения (рис. 3.1) в переходном режиме, находятся с помощью выражений (3.7) и (3.11) (см. П.2) *:

$$\begin{aligned} \Theta_3 &= \frac{q}{2} + \frac{q^2}{2} \left\{ \sum_{n=0}^{n_0-1} (2n+1)(1-S^{n+1}) + (1-S^{n_0}) \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{m=0}^{\infty} [2(n_0+m)+1] S^{m+1} \right\}, \quad (3.13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Theta_д^2 &= \frac{q^3}{3} \left\{ \sum_{n=0}^{n_0-1} [(n+1)^3 - n^3] (1-S^{n+1}) + (1-S^{n_0}) \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{m=0}^{\infty} (n_0+m+1)^3 - (n_0+m)^3 S^{m+1} \right\} - \left(\Theta_3 - \frac{q}{2} \right)^2. \quad (3.14) \end{aligned}$$

* Формулы получены для случая, когда отношение $1/q = n_0$ является целым числом. Это ограничение, существенно сокращая математические выкладки, не влияет на результаты анализа, распространяющиеся на любые значения $1/q$.

Для удобства использования на рис. П.2.1 (см. П.2) изображены графики этих функций, рассчитанные для широкого диапазона параметров S и $q=2T_0l/t_\phi$.

С помощью интегральных характеристик (3.12)—(3.14) можно количественно оценить погрешность аппроксимации и, таким образом, обосновать допустимость представления линии сосредоточенной емкостью.

Схемы замещения

Наиболее естественно связать параметры схемы замещения с собственными характеристиками линии передачи.

Рассмотрим первый тип принятой нами схемы замещения (рис. 3.4), когда величина конденсатора C берется равной собственной емкости линии $C=C_1=C_0l$. При этом полностью игнорируются индуктивные свойства связи.

Переходные характеристики реальной цепи и схемы замещения записываются в виде:

$$H(t_n) = H(\infty) (1 - S^{n+1}) \text{ при } t_n = (2n + 1) T \quad (n = 0, 1, 2, \dots),$$

$$\tilde{H}(t) = H(\infty) \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \frac{1}{C_1}\right) \right].$$

Нетрудно показать, что максимальное относительное отклонение приближенной функции $\tilde{H}(t)$ по амплитуде наблюдается при $t=T$ и равно

$$\delta H = \frac{1}{1-S} \left\{ \exp\left[-\frac{2(1-S)}{(1+K_{01})(1+K_{02})}\right] - S \right\}.$$

Расчет показывает, что в практическом диапазоне $S=0-0,8$ значение δH составляет около 40% независимо от длины соединения. Полученный результат справедлив лишь для предельного случая $t_\phi=0$ (или $t_\phi \ll T$, а значит, $q=2T/t_\phi \gg 1$).

Более важным с практической точки зрения является приближенный расчет переходных процессов в диапазоне $q < 1$, когда длительность фронта сравнима с электрической длиной линии.

Сравнение точных и приближенных значений интегральных характеристик (3.12)—(3.14) в этом случае сложно провести аналитически. Численный анализ показывает, что параметры Θ_a и $\tilde{\Theta}_{a1}=f(C_1)$, характеризующие задержку передачи, полностью совпадают во всем расчетном диапазоне величин $q \leq 1$ и $S=0-0,9$. Следовательно, схема замещения с собственной емкостью линии достаточно точно отображает лишь влияние связи на за-

держку импульса и может приводить к существенному отклонению в форме его фронта.

На рис. 3.5 в виде кривых представлена зависимость относительной разницы величин Θ_d и $\tilde{\Theta}_{d1}$, определяющих форму нарастающей части импульса, от отношения $n_0 = 1/q = t_{\phi}/2T_0l$ при различных значениях S . Графики рассчитаны для предельного случая максимальной погрешности аппроксимации, когда один из коэффициентов отражения K_{o1} (или K_{o2}) постоянен и равен 1, а другой изменяется ($K_{o2} = S = \text{var}$ или $K_{o1} = S = \text{var}$). Однако ими можно пользоваться и в более общем случае произвольных значений K_{o1} и K_{o2} , поскольку приведенные кривые только несколько завышают действительную ошибку*.

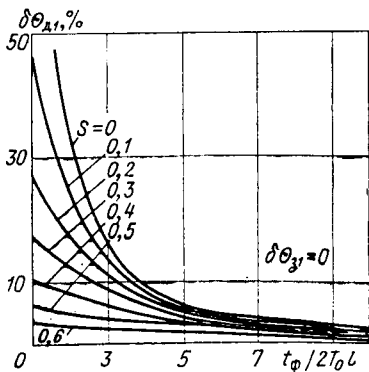


Рис. 3.5. Зависимость интегральной погрешности замещения линии собственной реактивностью от параметров цепи связи.

Из графиков следует, что с улучшением условий согласования линии (уменьшением S) и ростом отношения $2T_0l/t_{\phi}$ временная погрешность ($\delta\Theta_{d1}$), вносимая схемой замещения, растет, достигая в предельном случае ($q=1$; $S=0$) $\delta\Theta_{d1} = 50\%$.

Располагая данными графиками, нетрудно найти условия перехода к сосредоточенным параметрам линии при заданной погрешности приближения. Для удобства пользования эти условия даны в виде кривых зависимости допустимого отношения $q_{\text{доп}} = 2T_0l/t_{\phi}$ от величины $S = K_{o1}K_{o2}$ при различных значениях $\delta\Theta_{d1}$ (рис. 3.6).

* Это объясняется слабой зависимостью величины

$$\gamma_1 = q \frac{(1 + K_{o1})(1 + K_{o2})}{4(1 - K_{o1}K_{o2})},$$

определяющей значение $\tilde{\Theta}_d$ от каждого из коэффициентов K_{o1} или K_{o2} . Поскольку для параметра Θ_d указанная зависимость отсутствует, можно считать, что погрешность $\delta\Theta_d$ определяется только произведением $S = K_{o1}K_{o2}$.

Графики показывают, что независимо от соотношения между параметрами R_1 , R_2 , Z_0 упрощенный расчет переходных процессов в цепи связи (рис. 3.1) с допустимой для инженерной практики точностью $\delta\theta_{д1} = 10\%$ возможен лишь при $q \leq 0,26$. С ростом рассогласования линии (увеличением S), особенно при $S > 0,3$ (рис. 3.6), ее представление в виде сосредоточенной емкости становится допустимым и при значительно больших значениях q .

Чем ближе анализируемая цепь связи к согласованной системе, тем больше погрешность аппроксимации. Это объясняется усилением влияния на переходный процесс индуктивных свойств линии, не учитываемых схемой замещения. В предельном случае согласованной линии ($S=0$) допустимое отношение $q_{доп}$ рассчитывается по формуле

$$q_{доп} = 0,575 \sqrt{(1 + \delta\theta_{д1})^2 - 1}. \quad (3.15)$$

При отрицательных коэффициентах K_{01} и K_{02} достаточно короткая линия связи может рассматриваться как сосредоточенная индуктивность. Форма выходного напряжения и интегральные характеристики в этом случае описываются теми же выражениями, которые были получены для $K_{01} > 0$ и $K_{02} > 0$. При этом коэффициент γ равен

$$\gamma = \frac{L_0 l}{(R_1 + R_2) t_\Phi} = \frac{(1 - K_{01})(1 - K_{02})}{1 - K_{01} K_{02}} \frac{q}{4}. \quad (3.16)$$

Используя такую же методику определения степени расхождения выходных переходных характеристик реальной и приближенной схем, можно найти погрешность аппроксимации при известных K_{01} , K_{02} и q .

Как следует из выражений (3.12)–(3.14), формулы, а значит, и результаты анализа совпадают для обеих приближенных схем, если коэффициенты отражения от начала и конца линии при ее замещении емкостью равны по абсолютной величине соответствующим коэффициентам при замещении линии индуктив-

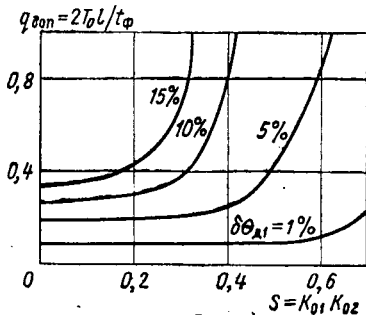


Рис. 3.6. Допустимое отношение $2T_0 l / t_\Phi$ в зависимости от степени рассогласования линии при заданной погрешности расчета.

ностью. Поэтому приведенные на рис. 3.6 графики применимы и для приближенного анализа системы с низкоомными оконечными сопротивлениями.

Для уменьшения погрешности приближенного расчета выберем величину C в схеме замещения (рис. 3.4) из других соображений. Аппроксимируем переходную характеристику исследуемой

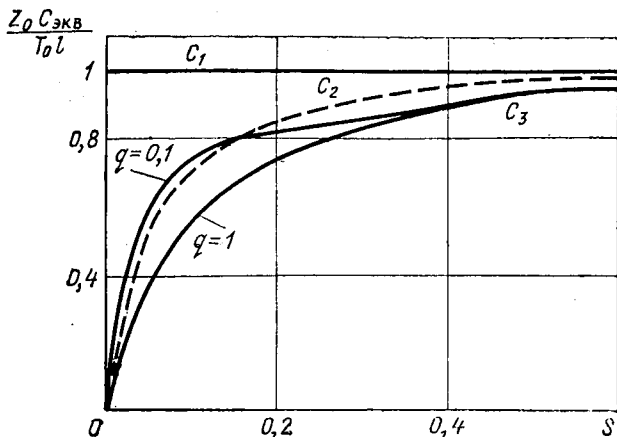


Рис. 3.7. Сравнение трех схем замещения линии передачи сосредоточенной емкостью $C_{\text{экв}}$ по параметру $Z_0 C_{\text{экв}} / T_0 l$.

цепи (рис. 3.1) ее огибающей, представляющей собой экспоненциально нарастающую функцию с постоянной времени $\tau = 2T_0 l / \ln(1/S)$ (см. гл. 1). Приравняв эту величину постоянной времени схемы замещения, находим значение емкости C (обозначим ее C_2):

$$C_2 = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} \frac{2T_0 l}{\ln(1/S)} = C_1 \frac{4(1-S)}{(1+K_{01})(1+K_{02}) \ln(1/S)}. \quad (3.17)$$

В отличие от предыдущего случая ($C=C_1$) величина C_2 зависит не только от характеристик линии, но и от параметров цепи связи. Из (3.17) следует, что с уменьшением степени рассогласования S величина замещающей емкости становится меньше (рис. 3.7), что несколько компенсирует проявление эффекта индуктивного компонента полного импеданса линии передачи. Поэтому новая схема замещения более точно отображает поведение цепи связи в переходном режиме. Ее применение дает

возможность заметно сократить ошибку в определении длительности переходного процесса $\delta\Theta_{д2}$, хотя погрешность задержки $\delta\Theta_{з2}$ в этом случае отличается от нуля (рис. 3.8).

При желании более точно рассчитать искажение формы передаваемого импульса величиной C (обозначим ее через C_3) в схеме замещения следует выбрать из условия минимальной погрешности $\delta\Theta_{д3}=0$. Исходя из равенства интегральных характеристик исследуемой цепи (3.14) и схемы замещения (3.12), находим

$$C_3 = C_1 \frac{4}{q} \frac{1-S}{(1+K_{01})(1+K_{02})} \sqrt{\Theta^2_{\pi} - 0,083}. \quad (3.18)$$

В этом случае замещающая емкость определяется не только характеристиками линии и параметрами цепи, но зависит и от формы сигнала, в частности от длительности его фронта (рис. 3.7).

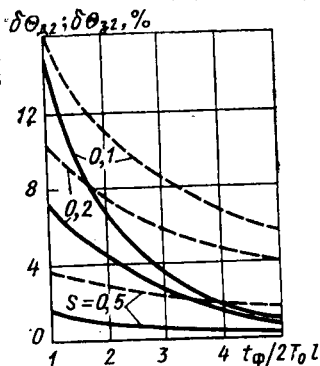


Рис. 3.8. Погрешность расчета длительности фронта $\delta\Theta_{д2}$ (сплошные линии) и задержки $\delta\Theta_{з2}$ (пунктирные) импульса при замещении линии емкостью C_2 .

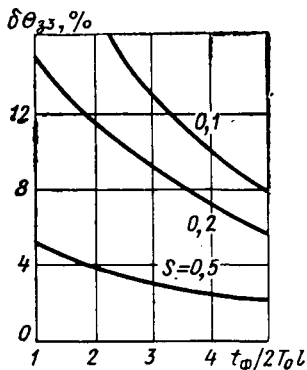


Рис. 3.9. Погрешность вычисления задержки $\delta\Theta_{з3}$ ($\delta\Theta_{д3}=0$) при замещении линии емкостью C_3 .

Это приводит к наиболее близкому совпадению формы реального переходного процесса с аппроксимирующей его функцией ($\delta\Theta_{д3}=0$), хотя ошибка в определении задержки импульса заметно увеличивается (рис. 3.9).

Следовательно, в зависимости от выбора величины емкости C можно с максимальной точностью вычислить как задержку передачи ($C=C_1$), так и длительность искаженного фронта сигнала ($C=C_3$). Для приближенного расчета переходного процесса,

учитывающего со средней точностью оба типа искажения, следует принимать величину C равной C_2 .

Таким образом, применяя простейшую схему замещения с переменной, в зависимости от задачи, величиной реактивности, можно с достаточно высокой точностью рассчитать апериодический переходный процесс в цепи связи.

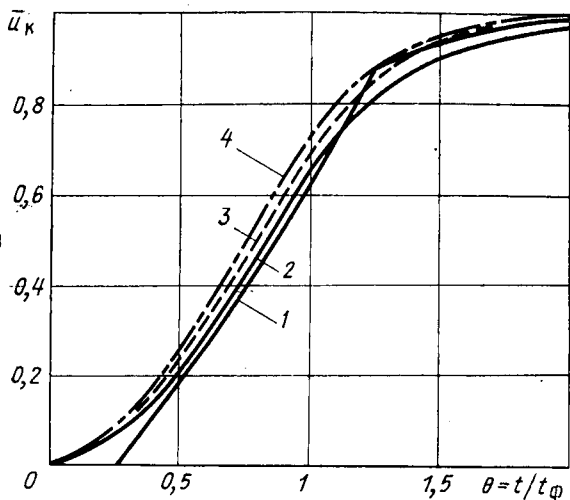


Рис. 3.10. Переходные функции в цепи связи с параметрами $S=0,2$; $q=0,5$ (кривая 1) и в схемах замещения C_1 (кривая 2. $\delta\theta_{z1}=0$; $\delta\theta_{d1}=17\%$); C_2 (кривая 3: $\delta\theta_{z2}=7,5\%$; $\delta\theta_{d2}=5\%$); C_3 (кривая 4: $\delta\theta_{z3}=11,2\%$; $\delta\theta_{d3}=0$).

Для иллюстрации степени совпадения различных результатов приближенного расчета с действительной функцией на рис. 3.10 приведены форма переходного процесса в исследуемой цепи связи и в трех схемах замещения, вычисленная при $S=0,2$, $q=0,5$.

3.3. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ ПРОЦЕСС

Очевидным условием возникновения колебаний в линии с активным выходным сопротивлением генератора и активной нагрузкой является выполнение неравенства $S < 0$.

Точный анализ всего переходного процесса в конце цепи связи (рис. 3.1) затруднен из-за громоздкости формул (3.6). Простая аппроксимация переходной функции, использованная в (3.2), в данном случае не годится, так как приближенная схема должна содержать, по крайней мере, два дуальных реактивных элемента, образующих колебательный контур.

Анализ процессов в колебательном контуре при учете конечного фронта сигнала также приводит к громоздким выражениям, что значительно усложняет проведение оценки погрешности приближенного расчета. Задача анализа решается более простыми средствами, если интересоваться не полной формой переходной функции, а некоторыми характерными точками на ее вершине. Знания этих ординат во многих случаях вполне достаточно для оценки искажений импульса в линии.

Характерными показателями произведенных искажений являются относительная амплитуда первого положительного (δu_+) и первого отрицательного (δu_-) колебаний на вершине импульса и их длительность. Характерным показателем можно считать также длительность всего колебательного процесса, выраженную через постоянную времени затухания.

Найдем формулы для определения указанных характеристик. Используя выражения (3.6), покажем, что максимальное значение напряжения на конце линии $u_k(\theta)$ достигается в момент $\theta=1$ и равно*

$$u_k(1) = \frac{U_k}{n_0 + \kappa} \left\{ 1 + n_0 - \frac{(1 - S^{n_0+1}) [1 - \kappa (1 - S)]}{1 - S} \right\}. \quad (3.19)$$

Докажем, что величина $u_k(\theta)$ в любой момент $\theta < 1$ не больше $u_k(1)$, т. е. $u_k(\theta) \leq u_k(1)$. Подставляя в это неравенство первое выражение из (3.6), например для момента $\theta = qn_0$, имеем $(1-S)(1-S^{n_0+1})\kappa \geq 0$. Поскольку каждый из сомножителей положителен, неравенство выполняется при всех значениях вхо-

* Здесь, так же как в (3.1), не учитывается начальная задержка в линии, нормализованная величина которой равна $q/2$.

дящих в него параметров. При целочисленном q ($\kappa=0$) и любых $\theta < 1$ можно получить следующее неравенство, справедливость которого также легко устанавливается:

$$\frac{(n_0 - n)(1 - S)}{S^{n+1}(1 - S^{n_0 - n})} \geq 1, \text{ где } n = 0, 1, 2, \dots, n_0.$$

Предполагая отношение q целым, сравним значение $u_{\kappa}(1)$ с величиной $u_{\kappa}(\theta)$ в любой из последующих моментов времени $\theta > 1$. Проведем ряд несложных преобразований, приходим к неравенству

$$(1 - S)(1 - S^{n_0})(1 - S^{m+1})S < 0 \text{ (где } m = 0, 1, 2, \dots),$$

доказывающему справедливость $u_{\kappa}(\theta) < u_{\kappa}(1)$.

Последнее неравенство выполняется и при любых дробных значениях q . Например, в момент времени $\theta = q(n_0 + 1)$, близкий к $\theta = 1$, правильность этого утверждения вытекает из следующего неравенства, полученного с помощью формул (3.6):

$$(1 - S)(1 - S^{n_0})S(\kappa - 1) \geq 0.$$

Знак равенства относится к случаю, когда удвоенная задержка в линии больше длительности фронта, т. е. $q > 1$ ($n_0 = 1$). Нетрудно показать, что при этом ординаты функции $u_{\kappa}(\theta)$ во все другие моменты времени не превышают значения $u_{\kappa}(1)$. Действительно, при $q = 1$ выражения (3.6) принимают вид:

$$u_{\kappa}(\theta) = U_{\kappa}(1 - S^{m+1}) \text{ при } \theta = \left\{ \begin{array}{l} 1 + qm, \\ q(1 + m) \end{array} \right\},$$

где $m = 0, 1, 2, \dots$

Используя это равенство и формулу (3.19), приходим к очевидному неравенству: $S(1 - S^m) \leq 0$.

Пользуясь таким же приемом, нетрудно доказать, что значение $u_{\kappa}(\theta)$, соответствующее максимальному колебанию противоположной полярности, достигается при $\theta = 1 + q$ и равно

$$u_{\kappa}(1 + q) = \frac{U_{\kappa}}{n_0 + \kappa} \left\{ 1 + n_0 + S - \frac{(1 - S^{n_0 + 2})[1 - \kappa(1 - S)]}{1 - S} \right\}.$$

Перейдем к расчету относительных амплитуд колебаний, равных по определению

$$\delta u_+ = \frac{u_{\kappa}(1) - U_{\kappa}}{U_{\kappa}}, \quad \delta u_- = \frac{u_{\kappa}(1 + q) - U_{\kappa}}{U_{\kappa}}.$$

Подставляя сюда найденные выше формулы для $u_{\kappa}(1)$ и $u_{\kappa}(1+q)$, получаем

$$\delta u_{+} = -\frac{S}{1-S} \frac{1-S^{n_0} [1-\kappa(1-S)]}{n_0+\kappa}, \quad (3.20)$$

$$\delta u_{-} = S\delta u_{+}.$$

Если отношение $1/q$ выражается целым числом, равенства (3.20) упрощаются:

$$\delta u_{+} = -\frac{S}{1-S} \frac{1-S^{n_0}}{n_0},$$

$$\delta u_{-} = S\delta u_{+}.$$

Анализ колебательного процесса в длинных линиях, когда $q=2T_0l/t_{\phi}>1$ (при этом $n_0=0$), может быть произведен по еще более простым формулам $\delta u_{+}=-S$, $\delta u_{-}=S^2$.

Исследуем зависимость колебаний в системе от величины отношения $q=1/(n_0+\kappa)$. Ввиду того, что величина δu_{-} отличается от амплитуды первого положительного колебания только множителем S , достаточно рассмотреть лишь зависимость $\delta u_{+}=f(q)$. Из анализа выражений (3.20) следует, что интересующая нас функция имеет сложный вид (рис. 3.11). При $|S|\leq 0,5$ она представляет собой неубывающую функцию во всем диапазоне изменения q . При $|S|>0,5$ рассматриваемая зависимость становится немонотонной на участке $0<q<0,5$. Когда двойная задержка в соединении $2T_0l$ превышает длительность фронта t_{ϕ} , амплитуда колебаний δu_{+} и δu_{-} перестает зависеть от q и определяется только произведением коэффициентов отражения от концов линии S .

Рассмотрим более подробно поведение функции в диапазоне $0<q<0,5$. Для иллюстрации ее немонотонного характера при $S=-0,8$ на рис. 3.12 показана форма колебательного процесса при различных значениях q (0,4; 0,5; 0,6). Видно, что, несмотря на уве-

лишение отношения $2T_{0l}/t_{\phi}$ на 25% (от 0,4 до 0,5), амплитуда колебаний на вершине импульса сокращается более чем в 2 раза. Дальнейшее возрастание q от 0,5 до 0,6, приводит к существенному росту колебаний (почти в 3 раза).

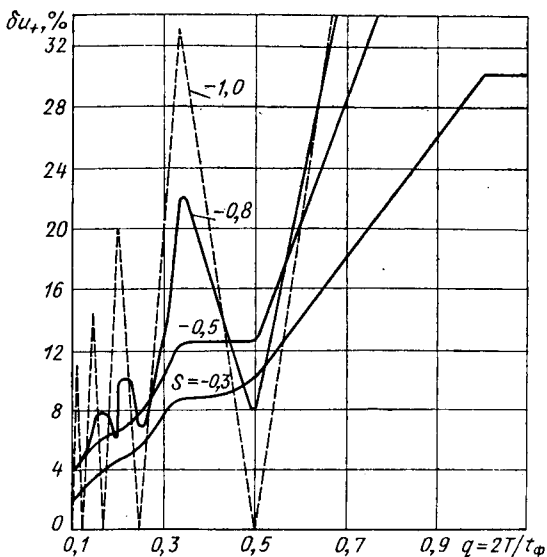


Рис. 3.11. Зависимость относительной амплитуды колебания от соотношения между электрической длиной линии и длительностью фронта импульса.

Особенно резко выраженные максимумы и минимумы имеет зависимость $\delta u_+ = f(q)$ при работе идеального генератора напряжения на разомкнутую на конце линию ($S = -1$). Функция принимает максимальные значения, равные соответствующим величинам своих аргументов ($\delta u_+ = |\delta u_-| = q$) при $1/q = 3, 5, 7, \dots$ (рис. 3.11). При значениях $1/q = 2, 4, 6, \dots$, когда на-

блюдаются минимумы рассматриваемой функции, колебания в схеме вообще прекращаются ($\delta u_+ = \delta u_- = 0$) *.

Качественное объяснение последнего эффекта при $q=0,5$ можно дать, представляя сигнал с линейным фронтом в виде суммы двух бесконечно нарастающих напряжений с наклонами $U_{вх}/t_{\phi}$ и $-U_{вх}/t_{\phi}$, сдвинутых

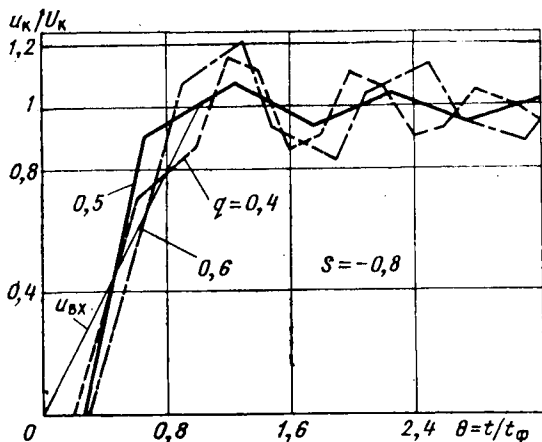


Рис. 3.12. Эффект ослабления колебаний при увеличении отношения $2T_0/t_{\phi}$ в схеме с $S = -0,8$.

по времени на величину t_{ϕ} , и рассматривая переходный процесс как суперпозицию падающих и отраженных волн.

В момент возможного образования колебания ($t = T + t_{\phi} = 5T$) на конец линии поступает напряжение с положительным наклоном $2U_{вх}/t_{\phi}$, так как полярность волны за время $5T$ успевает измениться дваж-

* К аналогичному результату приводит анализ колебательного контура $L-C$ [35].

ды. Одновременно с ним приходит волна напряжения с наклоном $-2U_{вх}/t_{\phi}$, которая полностью компенсирует первое напряжение. В результате колебание не возникает. Отсутствие колебаний на вершине сигнала в последующие моменты времени также объясняется взаимной компенсацией волн напряжений, прибывающих на конец линии в противофазе.

Таким образом, при определенном соотношении между электрической длиной линии и длительностью фронта входного сигнала, когда величина $2T/t_{\phi}$ близка к значению 0,5 или 0,25, можно добиться существенно ослабления колебательной составляющей переходного процесса и улучшения фронта передаваемого напряжения.

Нетрудно показать, что относительная длительность колебаний, измеренная по основанию, равна q , а их период $2q$. Огибающая колебаний, которая характеризует скорость затухания колебательного процесса, экспоненциально зависит от времени. Легко определить, что относительная постоянная времени затухания равна $\theta_{\text{кол}} = \tau_{\text{кол}}/t_{\phi} = 2q/\ln(1/S^2)$. Отсюда видно, что длительность процесса затухания колебаний не зависит от фронта сигнала, а определяется только длиной линии и степенью ее рассогласования на концах.

Следует отметить, что в длинных линиях связи ($q > 1$), отличающихся только знаком величины S , постоянная затухания колебательного процесса $\tau_{\text{кол}}$ равна постоянной времени апериодической переходной функции $\tau_{\text{ап}}$. Действительно,

$$\tau_{\text{кол}} = \frac{4T_0 l}{\ln(1/S^2)} = \frac{2T_0 l}{\ln(1/|S|)} = \tau_{\text{ап}}$$

Следовательно, независимо от характера переходного процесса его установление в цепях связи с одинаковым по абсолютной величине значением S и $q > 1$ происходит за одно и то же время.

3.4. ЛИНИЯ, СОГЛАСОВАННАЯ С РЕЗИСТИВНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НАГРУЗКИ. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ

Основной причиной искажения передачи сигналов в реальных устройствах являются отражения от входов и выходов соединяемых схем. Во многих известных быстродействующих логических элементах реактивная часть входного и выходного сопротивлений

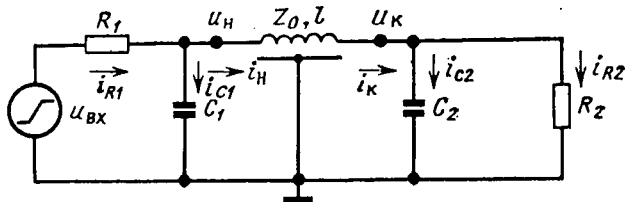


Рис. 3.13. Цепь связи с активно-емкостными окончными сопротивлениями.

имеет емкостный характер. Поэтому анализ переходного процесса в первом приближении часто сводится к исследованию схемы, приведенной на рис. 3.13.

Точный аналитический расчет даже такой приближенной схемы встречает значительные трудности вследствие распределенного характера параметров связи. При малых реактивностях, когда постоянные времени

$$\frac{Z_0 R_1}{Z_0 + R_1} C_1 \text{ и } \frac{Z_0 R_2}{Z_0 + R_2} C_2$$

много меньше удвоенной задержки в линии $2T$, их влиянием на процесс передачи можно пренебречь и анализировать схему методами, используемыми в § 3.2. Анализ упрощается и при обратном соотношении между указанными величинами, когда можно не учитывать волновой характер распространения импульса в линии.

В практических цепях связи вследствие широкого спектра длин и нагрузок возникает необходимость рассматривать и промежуточный случай, с наибольшим трудом поддающийся анализу аналитическими способами.

Определим влияние линии связи на передачу сигнала в схеме (рис. 3.13) при некоторых идеализированных нагрузках. Несмотря на идеализацию, такой анализ полезен для понимания механизма искажения, а его результаты могут служить эталоном для оценки точности приближенных вычислений. Рассмотрим схему при условии, что единственным источником отражений в соединении является конденсатор C_2 ($C_1=0$, $R_1=R_2=Z_0$). Найдем форму отраженного импульса, определяя отношение $\bar{u}_o(t) = u_o(t)/U_{\text{п}}$, где $U_{\text{п}}$ — амплитуда падающего напряжения. Переходя к изображениям функций и используя очевидные соотношения, имеем

$$\begin{aligned}\bar{u}_o(p) &= \frac{1}{U_{\text{п}}} K_{o2}(p) u_{\text{п}}(p) = \\ &= \frac{K_{o2}(p) \beta u_{\text{вх}}(p)}{\beta U_{\text{вх}}} = K_{o2}(p) \bar{u}_{\text{вх}}(p),\end{aligned}$$

где

$$K_{o2}(p) = \frac{Z_2(p) - Z_0}{Z_2(p) + Z_0}; \quad \beta = 0,5; \quad Z_2(p) = \frac{Z_0}{1 + pZ_0C_2}.$$

При экспоненциальной форме входного сигнала с постоянной времени τ нетрудно получить

$$\bar{u}_o(t) = \frac{-1/\tau}{1/\tau - 1/\tau_2} (e^{-t/\tau_2} - e^{-t/\tau}),$$

где $\tau_2 = Z_0C_2/2$.

При линейно нарастающем фронте напряжения с длительностью $t_{\text{ф}}$ приходим к следующему выраже-

нию, описывающему форму отраженного импульса:

$$\bar{u}_o(t) = \begin{cases} -\frac{\tau_2}{t_\Phi} (1 - e^{-t/\tau_2}) & \text{при } 0 < t \leq t_\Phi, \\ -\frac{\tau_2}{t_\Phi} (1 - e^{-t_\Phi/\tau_2}) e^{-(t-t_\Phi)/\tau_2} & \text{при } t_\Phi < t < \infty. \end{cases} \quad (3.21)$$

Сравнение найденных выражений показывает, что форма и амплитуда отраженного напряжения существенно зависят от формы нарастающей части входного

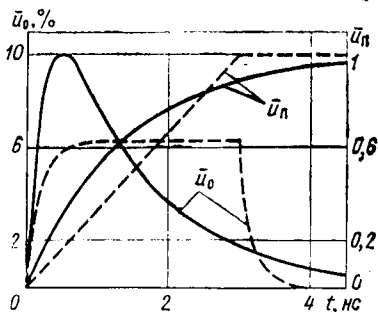


Рис. 3.14. Форма импульса \bar{u}_o , отраженного от активно-емкостной нагрузки $Z_0 = 75 \text{ Ом}$; $C_n = 5 \text{ пФ}$, при линейной (пунктирные линии) и экспоненциальной (сплошные линии) формах фронта падающего напряжения u_n .

сигнала. На рис. 3.14 построены графики рассматриваемых функций для равных по величине экспоненциального фронта, измеряемого по уровням 0,1—0,9 входного перепада, и линейного фронта, длительность которого соответствует полному времени нарастания сигнала. Параметры схемы: $t_\Phi = 3 \text{ нс}$; $Z_0 = 75 \text{ Ом}$; $C_2 = 5 \text{ пФ}$.

Независимо от формы передаваемого сигнала отраженный импульс имеет длительность порядка времени нарастания входного напряжения. Для линейного фронта она составляет

$$t_0 \approx t_\Phi + 3,5\tau_2. \quad (3.22)$$

Второе слагаемое в приведенной формуле получено в результате аппроксимации экспоненциального фронта (с постоянной времени τ_2) отраженного импульса $u_o(t)$ линейной функцией с эквивалентным временем нарастания $t_{\text{экв}}$. В качестве условия эквивалентности функций берется равенство их интегральных характе-

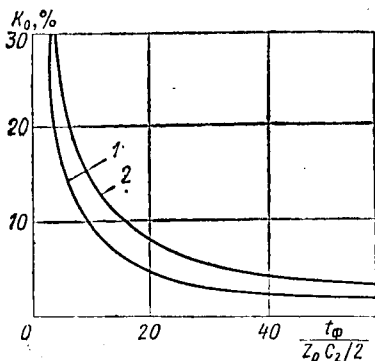


Рис. 3.15. Зависимость коэффициента отражения от отношения $t_{\text{ф}}/(Z_0 C_2/2)$ при линейном (1) и экспоненциальном (2) фронтах импульса.

ристик $\tau_{\text{д экв}} = \tau_{\text{д лин}}$, которые определяются с помощью (3.11): $\tau_{\text{д экв}} = \tau_2$; $\tau_{\text{д лин}} = 0,29 t_{\text{экв}}$. Отсюда длительность эквивалентного линейного фронта составляет $t_{\text{экв}} = 3,5 \tau_2$.

Влияние формы фронта падающего напряжения на относительную величину амплитуды отраженного импульса $\bar{u}_{\text{о макс}}$, равную коэффициенту отражения K_0 , иллюстрируется на рис. 3.15. По оси абсцисс откладывается отношение $t_{\text{ф}}/(Z_0 C_2/2)$, где $t_{\text{ф}}$ — длительность экспоненциального или линейного фронта, измеряемая указанным выше образом.

Допустимая амплитуда отраженного напряжения в быстродействующих импульсных схемах, определяемая их помехоустойчивостью, всегда меньше 25—30% рабочего сигнала. Поэтому в реальных схемах согласно приведенным графикам обычно выполняется не-

равенство: $(t_{\phi}/\tau_2) > 3-4$. С учетом этого условия определение коэффициента отражения при линейном фронте сигнала по формуле (3.21) существенно упрощается:

$$K_0 = -\tau_2/t_{\phi}. \quad (3.23)$$

Легко показать, что погрешность расчета коэффициента отражения при $K_0 < 30\%$ не превышает 5% . Для экспоненциального фронта величина K_0 в $1,5-2$ раза больше, чем для линейного.

Найдем искажение сигнала в произвольной точке линии, вызванное наличием отраженного импульса, распространяющегося от конца линии к ее началу. Форма импульса в точке соединения с координатой $x=l(T-T_x)/T$ находится сложением падающей и отраженной волн напряжения

$$\begin{aligned} u_x(t) &= u_{\text{п}}(t) + u_{\text{о}}(t-2T_x)1(t-2T_x) = \\ &= 0,5u_{\text{вх}}(t) + u_{\text{о}}(t-2T_x)1(t-2T_x), \end{aligned} \quad (3.24)$$

где T_x — электрическая длина участка от точки x до конца линии.

Если $2T_x > t_{\phi}$, то фронт передаваемого импульса в точке x не изменяется, а искажается его вершина, на которой появляется отражение вида (3.21). При $2T_x < t_{\phi}$ происходит удлинение нарастающей части сигнала.

Увеличение фронта выходного напряжения ($x=l$) обычно незначительно по сравнению с искажениями сигнала в промежуточных точках линии. Влияние этих искажений в практических цепях связи проявляется наиболее существенно, когда к концу линии подключается несколько емкостных нагрузок, а в промежуточной точке подсоединена одна из них. При этом форма импульса на входе одиночной нагрузки определяется, главным образом, отражением от конца линии.

Найдем длительность фронта t_x напряжения u_x при линейно нарастающем входном сигнале, используя построения, проведенные на рис. 3.16. Первая составляющая искаженного фронта t_{x1} , обусловленная постоянной времени $\tau_x = z_0 C_x/2$ (C_x — емкость в точке x), может быть определена следующим образом. Используя аппроксимацию экспоненциальных фронтов отраженного импульса линейными функциями (как это сделано при выводе формулы (3.22)), сложим графически напряжения $u_{\text{п}}(t)$ и $u_{\text{оx}}(t)$, где $u_{\text{оx}}$ — отражение в точке x . Полученную в результате пост-

роения кусочно-линейную кривую $OABD$, которая представляет нарастающую часть импульса, при небольших отражениях допустимо аппроксимировать прямой OD . Тогда длительность фронта, искаженного на емкости C_x , не превышает величины

$$t_{x1} \leq t_{\phi} + 3,5\tau_x. \quad (3.25)$$

Задержка сигнала, вносимая емкостной нагрузкой C_x и измеренная на уровне 0,5, определяется более точно: $t_{x,0.5} = \tau_x$.

Вторая составляющая искаженного фронта обусловлена отражением от конца линии u_{oi} . Результирующая форма нарастающей части импульса в точке x (кривая $OEFNM$ на рис. 3.16) находится сложением функции $u_{oi}(t-2T_x)1(t-2T_x)$ с суммарным напряжением $u_n(t) + u_{ox}(t)$, полученным выше.

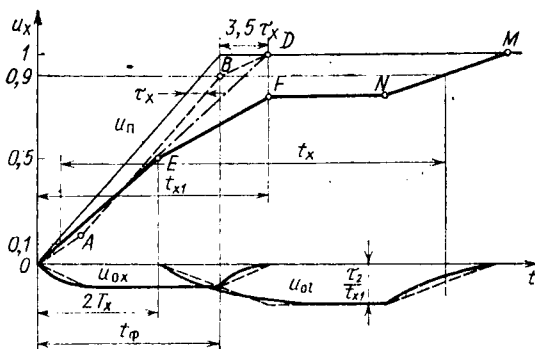


Рис. 3.16. Приближенное построение нарастающей части напряжения и формы отражения в промежуточной точке линии.

Анализируя график, нетрудно определить длительность искаженного фронта t_x , измеренного между уровнями 0,1 и 0,9. Если амплитуда $U_{oi} = (\tau_2/t_{x1})U_n < 10\%$, то величина не зависит от точки наблюдения и равна $t_x = 0,8t_{x1} + \tau_2$. Если отражение от сосредоточенной в конце линии емкости превышает 10% (как на рис. 3.16), длительность t_x значительно больше и может быть определена по формуле

$$t_x = 2T_x + 0,9t_{x1} + 3,5t_{x1}[(\tau_2/t_{x1}) - 0,1] \approx \\ \approx 2T_x + 0,5t_{\phi} + 3,5\tau_2 + 2\tau_x.$$

3.5. ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ С КОМПЛЕКСНЫМИ НАГРУЗКАМИ. АЛГОРИТМ РАСЧЕТА И ЕГО ГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ

Как уже указывалось, анализ многих практических схем соединений сводится в первом приближении к исследованию системы, показанной на рис. 3.13. Ее параметры в общем случае могут быть нелинейными и зависящими от времени.

Найдем алгоритм численного расчета переходного процесса в данной цепи, если схемы на концах линии характеризуются постоянными и линейными импедансами. Алгоритм исследования более сложных цепей видоизменяется, однако методика его составления остается такой же. Процессы непосредственно в линии передачи описываются парой разностных уравнений (2.22), составленных на основе метода характеристик. Для полного описания системы необходимо иметь дополнительные соотношения, связывающие распространяющиеся в линии падающие и отраженные волны напряжений $e_{\Pi}(t)$ и $e_o(t)$ с напряжениями на ее концах.

Напряжение в начале линии $u_{\Pi}(t)$ является решением следующего дифференциального уравнения:

$$\frac{du_{\Pi}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{C_1}(t),$$

где i_{C_1} — ток через конденсатор C_1 . Наиболее простое численное решение уравнения можно провести по методу Рунге — Кутты второго порядка [36] с помощью выражения

$$u_{\Pi}(k) = u_{\Pi}(k-1) + \frac{\Delta t}{2C_1} [i_{C_1}(k) + i_{C_1}(k-1)], \quad (3.26)$$

где $k = t/\Delta t$ — дискретный аргумент; Δt — шаг вычислений. Выразим ток $i_{C_1}(k)$ через разность $i_{R_1}(k) - i_{\Pi}(k)$ (рис. 3.13), где функция $i_{R_1}(k) = [u_{\text{вх}}(k) - u_{\Pi}(k)]/R_1$, а

Ток в начале линии $i_H(k)$ запишем с учетом (2.23) как $i_H(k) = [u_H(k) + e_0(k - k_0)]/Z_0$.

Подставляя полученное значение i_{C1} в равенство (3.26), приходим к окончательному уравнению:

$$u_H(k) = \frac{1}{2C_1/\Delta t + 1/Z_0 + 1/R_1} \left\{ \left(\frac{2C_1}{\Delta t} - \frac{1}{Z_0} - \frac{1}{R_1} \right) \times \right. \\ \times u_H(k-1) - \frac{1}{Z_0} [e_0(k - k_0) + e_0(k - k_0 - 1)] + \\ \left. + \frac{1}{R_1} [u_{вх}(k) + u_{вх}(k-1)] \right\}. \quad (3.27)$$

Путем аналогичных преобразований решения дифференциального уравнения для конца линии

$$\frac{du_K}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{C2}(t)$$

с учетом соотношения (2.23) нетрудно получить следующее разностное уравнение:

$$u_K(k) = \frac{1}{2C_2/\Delta t + 1/Z_0 + 1/R_2} \left\{ \left(\frac{2C_2}{\Delta t} - \frac{1}{Z_0} - \frac{1}{R_2} \right) u_K(k-1) - \right. \\ \left. - \frac{1}{Z_0} [e_H(k - k_0) + e_H(k - k_0 - 1)] \right\}. \quad (3.28)$$

Четыре рекуррентных выражения (2.22), (3.27), (3.28) позволяют найти напряжения на концах линии в схеме (рис. 3.13) через функции, характеризующие состояние системы в предыдущие моменты времени. Численный расчет целесообразно проводить на вычислительной машине, хотя в связи с простотой системы уравнений нередко оказывается вполне приемлемым и «ручной» счет. Решение задачи с помощью полученного алгоритма может быть интерпретировано и графически, что бывает весьма удобно в ряде практических случаев.

Рассмотрим подробнее графический способ на примере расчета напряжения u_k в цепи связи (рис. 3.13) с параметрами: $C_1=0$, $C_2=C$, $R_2=\infty$ (рис. 3.17,а). Нетрудно видеть, что расчетное уравнение

$$u_k(k) = u_k(k-1) + i(\Delta t/2C)[i_c(k) + i_c(k-1)]$$

имеет графическое решение в системе координат $i-u$, причем его построение ведется прямыми линиями с наклоном к оси токов, равным коэффициенту $\Delta t/2C$, имеющему размерность сопротивления.

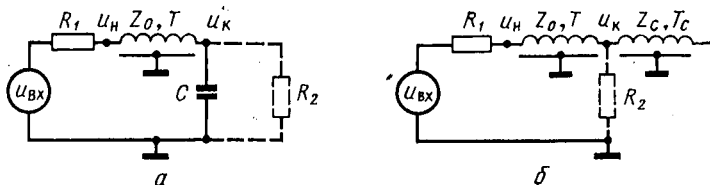


Рис. 3.17. Цепь связи с активно-емкостной нагрузкой (а) и ее схема замещения (б).

Действительно, если известно состояние схемы в дискретный момент $k-1$ (точка B на рис. 3.18), то точка E , определяющая напряжение и ток в следующий момент k , лежит на прямой DE , проведенной под углом α (где $\text{tg } \alpha = 2C/\Delta t$) из точки пересечения линии BD , имеющей наклон $\pi - \alpha$, с осью абсцисс.

Процедура построения напоминает графическое решение уравнений, описывающих переходный процесс в линии передачи с резистивными нагрузками (см. § 2.4). Аналогия полностью подтверждается, если емкость на конце линии представить эквивалентным отрезком длиной линии с волновым сопротивлением $Z_c = \Delta t/2C$ и электрической длиной $T_c = \Delta t/2$ (рис. 3.17,б). Эквивалентным источником возбуждения замещающей линии служит напряжение в основной линии, волновое сопротивление Z_0 которой выступает в роли выходного сопротивления генератора. Поэтому напряжение u_k в начале эквивалентного отрезка определяется как точка пересечения прямой DE с линией FE , имеющей наклон $-1/Z_0$ (рис. 3.18). Параллельное развитие процессов в пространстве волн напряжения в основной и эквивалентной линиях отражается в графическом построении разветвляющимися ломаными линиями $OABFE \dots$ и $OABDE \dots$.

Очевидно, что напряжение и ток, характеризующие оба процесса, совпадают в единственной общей точке (место стыка) обеих линий. Выбор электрической длины $T_c = \Delta t/2$, равной за-

держке (или ее целой части) основной линии $T_c = T/N$ (N — целое число), обеспечивает синхронное изменение режимов на конце основной и в начале эквивалентной линии. Это дает возможность получить совместное графическое решение для точки подключения емкости и, следовательно, определить напряжение u_k .

Показанное на рис. 3.18 построение соответствует наиболее простому случаю, когда $T_c = T = \Delta t/2$. Такой расчет обычно дает

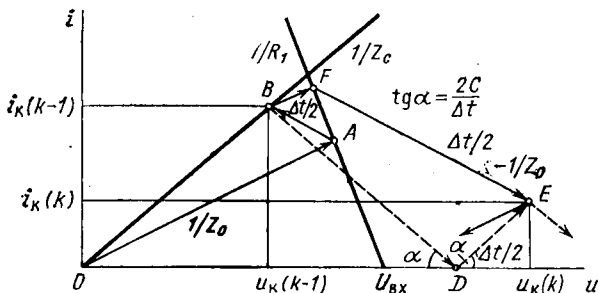


Рис. 3.18. Методика графического расчета переходного процесса в линии с емкостной нагрузкой при $T = \Delta t/2$.

результаты с большой погрешностью, которая может увеличиваться с возрастанием номера шага вычислений. Поэтому практическое использование графического метода целесообразно при соотношении $T/T_c \geq 2$.

Покажем на конкретном примере последовательность построения графического решения при $T = 2T_c = \Delta t$, соответствующем численному расчету при $k_0 = T/\Delta t = 1$. Рассмотрим цепь связи (рис. 3.17,а) с параметрами: $U_{вх} = 1$ В, $R_1 = 10$ Ом, $C = 10$ пФ, $Z_0 = 50$ Ом, $T = 0,3$ нс, $Z_c = 15$ Ом, $T_c = 0,15$ нс. Поскольку эквивалентная линия в два раза короче основной, изменение режима в месте стыка, вызванное распространением в ней волн, происходит в два раза чаще, чем от воздействия основной линии. Поэтому в течение двух пробегов волны туда — обратно по эквивалентной линии напряжение эквивалентного генератора со стороны основной линии остается неизменным. Отсюда вытекает следующий способ построения (рис. 3.19).

Точки O, A, B, F , определяющие соответственно напряжение (и ток) $u_k(0), u_k(0), u_k(1), u_k(2)$, находятся так же, как и в описанном выше случае (рис. 3.18). В отличие от него выбор шага из условия $T = 2T_c = \Delta t$ в данном случае позволяет определять режим в промежуточной между B и E точке E' , соответствующей напряжению $u_k(2)$. Вследствие постоянства напряже-

ния в основной линии точка E' лежит на пересечении прямой $D'E'$ и продолжении прямой BA .

Через два временных шага $2\Delta t$ после достижения уровня $u_k(1)$ (точка B) в место стыка линий приходит отраженная волна от начала основной линии и одновременно с ней волна от конца эквивалентного отрезка. Напряжение $u_k(3)$ в этот момент времени ($k=3$) определяется точкой E пересечения прямых FE и $D'E$.

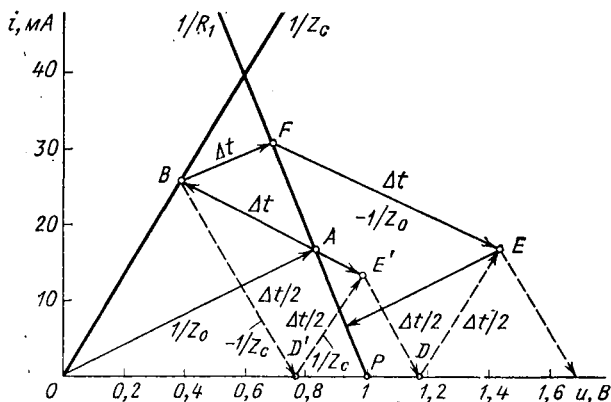


Рис. 3.19. Пример графического расчета линии с емкостной нагрузкой при $T = \Delta t$.

Повторяя указанную процедуру построений, нетрудно определить последующие фазы развития переходного процесса в системе, вплоть до его полного установления (точка P). Погрешность расчета и устойчивость решения зависят от соотношения между шагом вычисления и параметрами схемы, а также от тщательности графического исполнения.

Учет конечной величины сопротивления R_2 (рис. 3.17) производится изменением наклона прямых на графиках (рис. 3.19), соответствующих нагрузке в конце основной линии (до значения $(Z_C + R_2)/Z_C R_2$) и нагрузке в начале эквивалентного отрезка (до величины $(Z_0 + R_2)/Z_0 R_2$). Очевидно, что, пользуясь графическим методом, можно учесть и нелинейность резистивных сопротивлений R_1 и R_2 . При индуктивной реактивности на концах исследуемой связи в качестве схемы замещения используются короткозамкнутые отрезки линии с волновым сопротивлением $Z_L = 2L/\Delta t$ и электрической длиной $T_L = \Delta t/2$.

3.6. ВЫБОР ШАГА ВЫЧИСЛЕНИЙ И ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА

В первом приближении расчетный шаг задачи Δt можно определить, зная максимальную частоту спектра функции, описывающей переходной процесс f_{\max} . На основании известной теоремы В. А. Котельникова полная информация о функции с ограниченным спектром частот может быть получена, если определены ее значения через интервалы времени не более, чем $\Delta t_0 = 1/2 f_{\max}$ [37]. Поэтому при экспоненциальной форме фронта входного сигнала с постоянной времени τ должно выполняться условие: $\Delta t \leq \Delta t_0 \approx \tau$. Практически шаг вычислений всегда меньше Δt_0 .

Специфика применяемых алгоритмов (2.22), (2.23) также ограничивает величину Δt сверху: $\Delta t \leq T = T_{0l}$. Знак равенства относится к случаю однородных линий без потерь, имеющих чисто активные оконечные сопротивления, когда точность решения не улучшается с уменьшением шага. Наличие реактивностей на концах линии вынуждает уменьшать шаг задачи для обеспечения устойчивости и повышения точности вычислений.

Известно [38], что при расчете электрических схем условием, гарантирующим сходимость решения, является $\Delta t < 2,8\tau_{\min}$, где τ_{\min} характеризует цепочку с наименьшей постоянной времени. С учетом роста ошибки вычислений по мере приближения шага к своему максимально допустимому значению величину Δt следует ограничивать на меньшем уровне: $\Delta t \leq 1,5\tau_{\min}$. Это условие представляет собой второй критерий для оценки шага расчета.

Основным критерием выбора шага Δt в рассматриваемой задаче является достижение необходимой точности расчета напряжений на концах линии. При этом остальные ограничения на величину Δt обычно выполняются с запасом.

Основная погрешность численного метода возникает в результате перехода от соответствующих дифференциальных уравнений к разностным уравнениям (3.27), (3.28) и зависит от фронта сигнала, параметров линии, величины окончательных импедансов. Найдем эту зависимость, используя следующее обстоятельство.

Как было показано в § 3.5, расчет переходного процесса в цепи связи с комплексными нагрузками по уравнениям (3.27), (3.28) эквивалентен расчету схемы, в которой реактивности замещены отрезками однородных линий передачи, не имеющих потерь. Следовательно, погрешность расчета узловых напряжений численным методом, по существу, определяется неточностью схемы замещения. Основываясь на исследовании «обратной» аппроксимации (когда линия с распределенными параметрами представлялась в виде сосредоточенной собственной реактивности), проведенном в § 3.2, найдем погрешность расчетного алгоритма.

Будем рассматривать простую цепь связи, содержащую генератор напряжения с линейно нарастающим фронтом t_f и выходным сопротивлением R_1 , работающий через линию передачи (Z_0, T) на конденсатор C (рис. 3.17). Параметры эквивалентной схемы: $Z_C = \Delta t / 2C$, $T_C = \Delta t / 2$. Принимая во внимание условие сходимости, имеем $Z_C < Z_0$. Отсюда следует, что процесс в эквивалентной линии аperiodический и оценка погрешности может быть произведена сравнением интегральных характеристик аппроксимирующей и аппроксимируемой переходных функций (см. § 3.2)*. Так как $\delta\Theta_3 = 0$, неточность схемы замещения определяется лишь интегральной погрешностью расчета длительности переходного процесса $\delta\Theta_d$.

* Поскольку функции в данном случае поменялись местами, величина искомой погрешности $\delta\Theta$ изменяет знак и уменьшается в $1 + \delta\Theta_{пр}$ раз, где $\delta\Theta_{пр}$ — погрешность «прямой» аппроксимации. Ввиду малости $\delta\Theta_{пр}$ можно считать, что $|\delta\Theta| = \delta\Theta_{пр}$.

Нормированные параметры эквивалентной схемы следующим образом связаны с характеристиками исследуемой цепи:

$$q_c = \frac{2T_c}{t_\Phi} = \frac{\Delta t}{t_\Phi}, \quad K_{01c} = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c}, \quad K_{02c} = 1.$$

Используя эти соотношения для преобразования полученных ранее графиков (рис. 3.5) к новым координатам, нетрудно построить семейство кривых (рис. 3.20), отражающих влияние параметров цепи связи и шага Δt на точность численного расчета. По графикам можно проследить, как снижается погрешность расчета с ростом фронта воздействующего сигнала t_Φ и сокращением шага вычислений Δt .

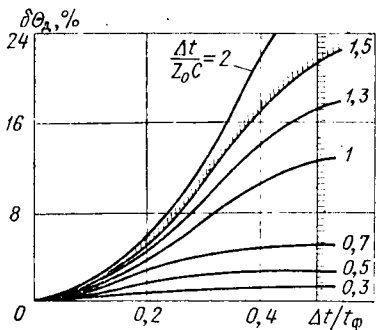


Рис. 3.20. Зависимость погрешности численного расчета от параметров цепи связи и шага вычислений.

Следует отметить, что графики не учитывают так называемую инструментальную составляющую общей ошибки, возникающую при вычислении с очень мелким шагом и связанную с погрешностью округления промежуточных результатов. Заметим, однако, что при расчете с погрешностью не менее 1—2%, вполне разумной с учетом ограниченной точности исходных параметров задачи, указанный эффект практически не проявляется.

Анализ кривых (рис. 3.20) показывает, что при неизменном шаге Δt уменьшение постоянной времени нагрузки Z_0C приводит к возрастанию ошибки расчета. Этот, кажущийся на первый взгляд парадоксаль-

Следует отметить, что графики не учитывают так называемую инструментальную составляющую общей ошибки, возникающую при вычислении с очень мелким шагом и связанную с погрешностью округления промежуточных результатов. Заметим, однако, что при расчете с погрешностью не менее 1—2%, вполне разумной с учетом ограниченной точности исходных параметров задачи, указанный эффект практически не проявляется.

Анализ кривых (рис. 3.20) показывает, что при неизменном шаге Δt уменьшение постоянной времени нагрузки Z_0C приводит к возрастанию ошибки расчета. Этот, кажущийся на первый взгляд парадоксаль-

ным, результат объясняется тем, что с уменьшением емкости C волновое сопротивление эквивалентного ей отрезка линии Z_C приближается к волновому сопротивлению исследуемой связи Z_0 . При этом, как было показано в § 3.2, неточность схемы замещения растет.

Очевидно, что, когда $R_2 \neq \infty$ (рис. 3.17) и постоянная времени нагрузки равна $Z_0 R_2 C / (Z_0 + R_2)$, рост ошибки с уменьшением Z_0 или R_2 также объясняется приближением схемы к согласованной системе. Таким образом, при расчете переходных процессов в цепях связи с уменьшенными постоянными времени нагрузки следует сокращать шаг вычислений. Как видим, это требование совпадает с условием устойчивости решения.

Область допустимых соотношений между шагом вычислений и параметрами системы на графиках (рис. 3.20) ограничена горизонталью с ординатой, соответствующей заданной погрешности, вертикальной прямой с абсциссой $\Delta t / t_\phi = 0,5$ (условие, вытекающее из теоремы Котельникова) и кривой $\Delta t / Z_0 C = 1,5$ (условие числовой устойчивости).

На рис. 3.21 даны графики*, непосредственно связывающие все параметры при заданной погрешности расчета 1, 5 и 10%. Пользуясь кривыми, можно сформулировать требования к коэффициенту $k_0 = T / \Delta t$ в расчетных уравнениях (2.22), (3.27), (3.28), гарантирующему заданную точность и сходимость вычис-

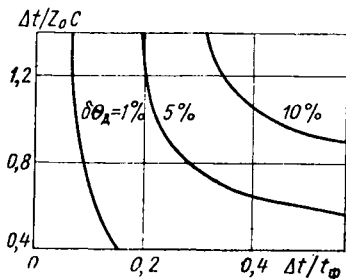


Рис. 3.21. Области параметров цепи связи и шага вычислений, обеспечивающих заданную погрешность расчета.

* Графики построены по расчетным кривым, приведенным на рис. 3.6.

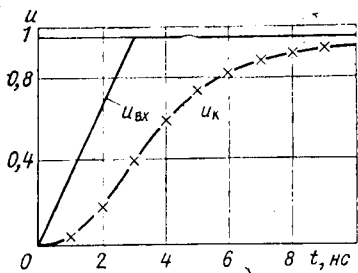


Рис. 3.22. Результаты численного (при $k_0=4$) и аналитического (отмечены крестиками) расчетов напряжения u_k на конце линии с емкостной нагрузкой.

$=75$ Ом, $C=5$ пФ, $T=0,5$ нс, $t_{\phi}=3$ нс приведены на рис. 3.22. Сравнение функций в отдельных точках показывает, что погрешность расчета, выполненного численным методом при $k_0=4$, составляет 1—2%.

лений для схемы с определенным значением $Z_0 C/t_{\phi}$.

Для экспериментальной оценки погрешности численного расчета сравним переходные функции, рассчитанные численным методом и найденные аналитически более точным операционным методом. Результаты вычисления переходного процесса в схеме (рис. 3.17) с параметрами: $R_1=$

$=225$ Ом, $R_2=\infty$, $Z_0=$

3.7. ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

Выходные каскады реальных схем чаще всего представляют собой низкоомные генераторы напряжения для линии связи и нагрузки, имеющей, как правило, емкостный характер. Во многих случаях подобные цепи можно свести к простой схеме соединения, изображенной на рис. 3.17,а.

Практический интерес представляет исследование работы генератора на линию передачи при соотношении сопротивлений $R_1/Z_0=0,3-0,6$, соответствующем коэффициенту $K_{01}=(R_1-Z_0)/(R_1+Z_0)=- (0,25-0,5)$, значении $q=2T_0/t_{\phi} \leq 0,5$ и нагрузках, определяемых через коэффициент $\gamma=Z_0 C/t_{\phi} < 0,5-0,6$. В указанный диапазон попадают параметры быстродействующих цепей с согласованными межсхемными связями.

Приведем результаты численного анализа переходного процесса в схеме, основанного на решении задачи с помощью описанного в § 3.5 алгоритма.

На рис. 3.23 показана форма напряжения на конце линии при различных значениях q . Амплитуда и

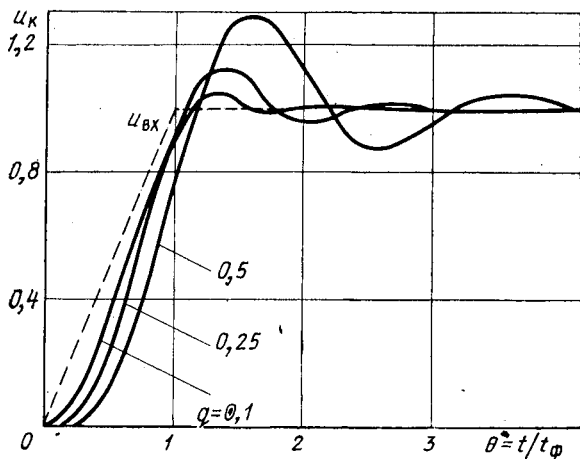


Рис. 3.23. Влияние относительной длины q линии на форму напряжения при $K_{01} = -0,5$; $\gamma = 0,3$.

период колебаний на вершине импульса почти пропорционально увеличиваются с ростом относительной длины q .

Анализ влияния нагрузки на характер переходного процесса в связи показывает, что при возрастании коэффициента γ относительная задержка* θ_z напряжения u_k увеличивается по закону, близкому к линейному (рис. 3.24), причем искажение импульса

* Величина θ_z равна отношению $t_z(0,8)/t_{z \text{ вх}}(0,8)$, где $t_{z \text{ вх}}(0,8)$ и $t_z(0,8)$ — временные интервалы, измеренные от начала входного сигнала до момента достижения уровня 0,8 напряжением $u_{\text{вх}}$ и u_k соответственно.

от генератора с более высокоомным выходным сопротивлением R_1 (меньшим $|K_{01}|$) сильнее. Последнее обстоятельство следует учитывать, применяя известный способ демпфирования колебаний в схеме с помощью последовательно включенного в начале линии сопротивления.

В зависимости от степени рассогласования линии и ее длины колебательный процесс при увеличении емкости C может усиливаться или ослабляться. На рис. 3.25 приведены результаты расчета относитель-

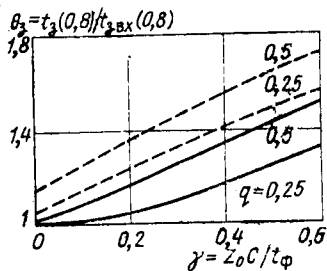


Рис. 3.24. Зависимость относительной задержки θ_z напряжения u_k от коэффициента нагрузки при $K_{01} = -0,5$ (сплошные линии) и $K_{01} = -0,25$ (пунктирные).

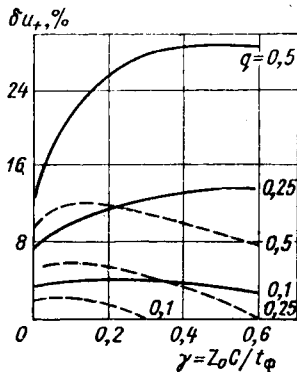
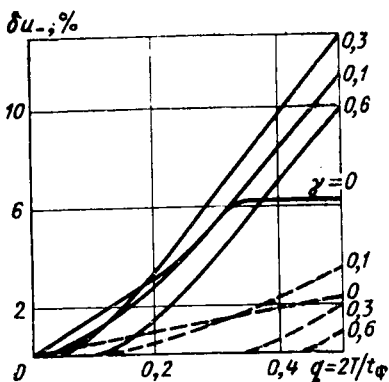


Рис. 3.25. Влияние нагрузки на амплитуду колебаний при $K_{01} = -0,5$ (сплошные линии) и $K_{01} = -0,25$ (пунктирные) и различных относительных длинах линии.

ной амплитуды положительного колебания δu_+ на вершине перепада u_k в зависимости от коэффициента γ . В практическом диапазоне параметров подключение к концу линии даже небольшой емкости приводит к росту колебаний. Значительное увеличение нагрузки C вызывает их затухание. Максимум рассматриваемой функции сдвигается влево с уменьшением значений $|K_{01}|$ и q .

Рис. 3.26. Зависимость относительной амплитуды δu_- от относительной длины q при $K_{01} = -0,5$ (сплошные линии) и $K_{01} = -0,25$ (пунктирные) и различных коэффициентах нагрузки γ .



Таким образом, чем лучше согласована линия на передающем конце и чем она короче, тем при меньших нагрузках начинает проявляться эффект демпфирования колебательного процесса.

На выбор параметров линии кроме величины δu_+ влияет допустимая амплитуда отрицательного колебания δu_- . Ее зависимость от относительной длины q при различных нагрузках γ иллюстрируется расчетными кривыми на рис. 3.26. Из сравнения рис. 3.25 и 3.26 видно, что δu_- значительно слабее зависит от коэффициента γ , чем δu_+ , причем немонотонный характер этой зависимости проявляется при меньших нагрузках.

Задаваясь допустимыми значениями δu_+ , δu_- и θ_3 , с помощью соответствующих графиков нетрудно определить допустимую длину соединения в схеме (рис. 3.17,а).

Рассмотрим в качестве примера цепь связи, близкую по параметрам к схеме соединения логических элементов, построенных на транзисторах с объединенными эмиттерами: $R_1 = 10-15$ Ом, $t_{\phi}(0,1-0,9) = 2-3$ нс, $Z_0 = 50$ Ом, $T_0 = 6,5$ нс/м, $C < 40$ пФ. Заданные условия описывают соединение логического элемента несогласованной печатной линией с группой элементов-приемников, сосредоточенных на ее конце.

Таблица 3.1

Нагрузка C , нФ	<6	<18	<36
Допустимая длина l , см	20	15	10

В табл. 3.1 представлены результаты такой оценки, проведенной по критериям: $\delta u_+ \leq 25\%$; $\delta u_- \leq 10\%$; $\theta_z \leq 1,5$.

3.8. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Постановка задачи

Причиной искажения передаваемых импульсов, характеризующихся широким частотным спектром, может явиться электромагнитное взаимодействие соседних линий между собой.

В зависимости от момента воздействия, поступающего из одного или нескольких соединений, называемых активными, искажению подвергается вершина или фронт полезного сигнала в пассивном соединении, воспринимающем помеху. В первом случае, наиболее опасном в практических цепях, эффект проявляется в виде короткого импульса помехи, во втором — в изменении длительности нарастания сигнала.

Вследствие распределенного характера взаимной связи точный анализ перекрестной наводки представляет непростую задачу даже при согласованных линиях и воздействиях стандартной формы. Ввиду большого разнообразия форм реальных сигналов и импедансов соединяемых схем аналитическое решение задач, возникающих в инженерной практике, намного сложнее.

Следует указать на сложность существующих методов точного аналитического расчета первичных па-

раметров взаимной связи [40, 41]. Поскольку они характеризуются небольшой величиной или представляют незначительную разность больших величин, их непосредственное измерение или определение через другие параметры может приводить к довольно неточным результатам [42, 43].

Обычно задачу упрощают, вводя различные допущения, и проводят, таким образом, лишь приближенное исследование взаимного влияния соединений [44—47].

Наиболее «грубый» подход к решению задачи заключается в замене распределенных параметров взаимной связи сосредоточенными эквивалентами, в качестве которых обычно используются интегральные значения соответствующих реактивностей [44]. При этом сам расчет, учитывающий величину нагрузочных сопротивлений и форму сигнала, не вызывает особых затруднений*. Малоизученным вопросом является оценка погрешности такого анализа.

Естественно предположить, что условия, допускающие представление взаимной связи с помощью сосредоточенных элементов, близки к условиям, при которых допустим переход от распределенных параметров линии к ее собственным сосредоточенным эквивалентам. Тогда можно считать, что степень приближения расчета взаимодействия близка к погрешности схем замещения взаимосвязанных линий. В частном случае преобладания одного вида реактивной связи (индуктивного или емкостного) погрешность можно найти, используя результаты, изложенные в § 3.2.

Распределенный характер параметров взаимной связи можно учесть, решая уравнения в частных производных (1.8), которые с высокой точностью описывают переходный режим в системе двух взаимодействующих линий. В активной линии распространяются

* Пример приближенного анализа перекрестных помех по указанной методике дан в гл. 5.

напряжение u^a и ток i^a воздействующего сигнала, которые возбуждают напряжение $u^n = u_{\text{пом}}$ и ток $i^n = i_{\text{пом}}$ помехи в пассивной линии.

Наиболее известны два способа решения системы (1.8), причем оба пригодны только для линий с идентичными параметрами.

Первый способ заключается в упрощении исходных уравнений путем отбрасывания слагаемых $C_{\text{во}} \frac{\partial u^n}{\partial t}$, $L_{\text{во}} \frac{\partial i^n}{\partial t}$ и приведении системы к виду, удобному для аналитического расчета [30]. Условия $C_{\text{во}} \frac{\partial u^n}{\partial t} \ll C_0 \frac{\partial u^a}{\partial t}$ и $L_{\text{во}} \frac{\partial i^n}{\partial t} \ll L_0 \frac{\partial i^a}{\partial t}$ эквивалентны допущению о слабой степени взаимной связи между соединениями*.

Оно позволяет вместо исходной решать более простую задачу — об одностороннем влиянии активной линии на пассивную и полностью исключить обратное воздействие. Такой подход справедлив для широкого класса практических цепей связи, в которых допустимы перекрестные наводки между двумя линиями, не превышающие 8—10% от амплитуды полезного сигнала. В качестве соединений в подобных схемах обычно применяют относительно низкоомные связи, например полосковые линии, которые характеризуются отношениями $C_0/C_{\text{во}} \geq 3-4$ и $L_0/L_{\text{во}} \geq 4-5$.

Однако нередко возникает необходимость расчета длинных линий, имеющих сильную взаимную связь**.

* Нетрудно показать, что крутизна напряжения и тока в пассивной линии не превышает соответствующих характеристик активной линии. Поэтому указанное условие всегда выполнено, если $C_{\text{во}} \ll C_0$ и $L_{\text{во}} \ll L_0$.

** Например, при проектировании низкоскоростных устройств на быстродействующих схемах, когда для удешевления разработки или из-за недостаточно развитой технологии монтажа допускается сравнительно высокий уровень взаимных помех.

К ним можно отнести печатные линии в платах без экранирующего слоя, открытые провода, удаленные от «заземленной» поверхности на расстояние более чем 10—15 диаметров.

Здесь целесообразен второй способ решения системы (1.8). Он состоит в преобразовании уравнений к новым переменным, что позволяет перейти от сложной задачи о взаимодействии двух соединений к расчету пары независимых друг от друга цепей, параметры которых выражаются через характеристики исходных линий и их оконечных схем. Линейная комбинация результатов расчета схем замещения даст решение исходной задачи.

Слабое взаимодействие

Решение уравнений (1.8) при условии слабой связи и согласовании обеих линий на своих концах (рис. 3.27,а) имеет вид [30]:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{н}}^{\text{п}}(t) &= u_{\text{пом н}}(t) = \\
 &= \frac{1}{4T_0} \left(\frac{L_{\text{р0}}}{Z_0} + C_{\text{в0}}Z_0 \right) [u_A(t) - u_A(t - 2T_0l)],
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

$$\begin{aligned}
 u_{\text{к}}^{\text{п}}(t) &= u_{\text{пом к}}(t) = \\
 &= -\frac{1}{2} \left(\frac{L_{\text{в0}}}{Z_0} - C_{\text{в0}}Z_0 \right) l \frac{d}{dt} [u_A(t - T_0l)],
 \end{aligned}$$

где $u_{\text{н}}^{\text{п}}$, $u_{\text{к}}^{\text{п}}$ — напряжения в начале и конце пассивной линии, представляющие помехи; $u_A = u_{\text{вх}}/2$.

Из выражений (3.29) видно, что форма помехи $u_{\text{пом н}}$ находится как разность функции $u_A(t)$ — напряжения в активной линии и аналогичной функции, сдвинутой по времени на величину удвоенной задержки $2T_0l$. Форма перекрестной наводки в конце пассивной линии определяется производной функции

$u_A(t - T_0 l)$. Импульс в активной линии согласно принятому допущению не искажается.

Анализ решения задачи для различных резистивных нагрузок в пассивной линии при линейном фронте напряжения $u_A(t)$ в активной линии показывает следующее. Помеха в начале линии всегда имеет

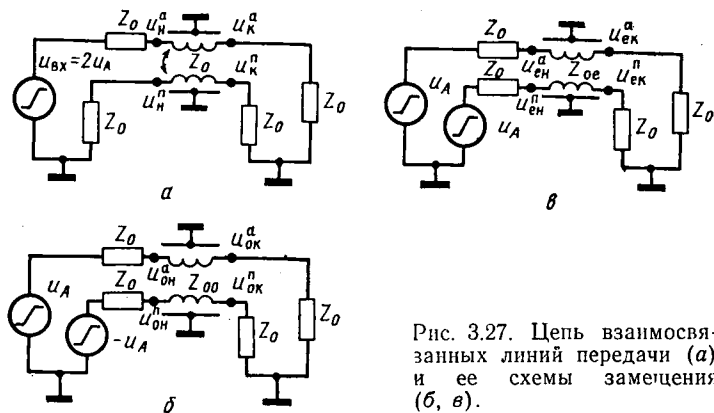


Рис. 3.27. Цепь взаимосвязанных линий передачи (а) и ее схемы замещения (б, в).

ту же полярность, что и воздействующее напряжение $u_A(t)$. Максимальная амплитуда наводки наблюдается, когда сопротивление в начале линии R_H много больше, чем волновое сопротивление Z_0 . Ее относительное значение $\bar{u}_{н}^n(\text{макс}) = U_{н}^n / U_A$, соответствующее максимальному коэффициенту помехи $K_{\text{пом н}}(\text{макс})$, для линейного фронта определяется по формуле:

$$\begin{aligned}
 K_{\text{пом н}}(\text{макс}) &= \bar{u}_{н}^n(\text{макс}) = \\
 &= \begin{cases} \left(\frac{L_{н0}}{Z_0} + C_{в0} Z_0 \right) \frac{l}{t_{\phi}} & \text{при } 2T_0 l \leq t_{\phi}, \\ \left(\frac{L_{н0}}{Z_0} + C_{в0} Z_0 \right) \frac{1}{2T_0} & \text{при } 2T_0 l > t_{\phi}. \end{cases} \quad (3.30)
 \end{aligned}$$

Длительность $t_{\text{пом н}}$ помехи в начале линии равна $t_{\text{пом н}} = 2T_0 l + t_{\text{ф}}$. Помеха $u_{\text{пом к}}$ возбуждается в конце согласованной пассивной линии, если диэлектрическая среда распространения не является изотропной, когда $L_{\text{во}}/C_{\text{во}} \neq L_0/C_0$ [30]. Ее полярность может не совпадать с полярностью воздействующего напряжения. Максимальный коэффициент помехи $K_{\text{пом к}}(\text{макс}) = \bar{u}_{\text{к}}^{\text{п}}(\text{макс}) = U_{\text{к}}^{\text{п}}/U_{\text{А}}$ и ее длительность на разомкнутом конце линии равны

$$K_{\text{пом к}}(\text{макс}) = - \left(\frac{L_{\text{во}}}{Z_0} - C_{\text{во}} Z_0 \right) \frac{l}{t_{\text{ф}}}, \quad t_{\text{пом к}} = t_{\text{ф}}. \quad (3.31)$$

Собственные характеристики линий и параметры взаимной связи в выражениях (3.29) — (3.31) обычно определяются экспериментальным путем. В некоторых конкретных случаях для отыскания их значений можно воспользоваться имеющимися в литературе расчетными данными [48].

Сильное взаимодействие

Решение уравнений (1.8) при учете сильной взаимной связи основано на представлении взаимодействующих линий в виде известного в технике СВЧ элемента — направленного ответвителя. Возможность такого подхода обоснована в работе [43], где показано, что переходный режим в цепи связи (рис. 3.27,а) можно рассматривать как линейную суперпозицию режимов работы двух схем, изображенных на рис. 3.27,б, в. Указанный вывод относится к системам, в которых распространяются только волны типа ТЕМ. Он является следствием того, что суммарная картина электромагнитного поля, полученная в результате наложения полей, образующихся вокруг проводников каждой из схем замещения, совпадает с полем в исследуемой системе.

Напряжения и токи в каждой из линий с волновым сопротивлением Z_{00} первой схемы (рис. 3.27,б) равны, но отличаются полярностью. Режим каждой

из линий с сопротивлением Z_{0e} второй схемы (рис. 3.27, в) совпадает не только по величине напряжения и тока, но и по их направлению.

Волновые сопротивления эквивалентных линий следующим образом связаны с параметрами соединений в исходной схеме:

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_0 - L_{n0}}{C_0 + C_{n0}}};$$

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_0 + L_{n0}}{C_0 - C_{n0}}}; \quad Z_0 = \sqrt{Z_{0o} Z_{0e}}. \quad (3.32)$$

Переход к схемам замещения (рис. 3.27, б, в) с параметрами (3.32) можно выполнить, преобразуя исходную систему уравнений (1.8). Произведя замену переменных:

$$u_{0o} = u^a - u^п; \quad i_{0o} = i^a - i^п;$$

$$u_{0e} = u^a + u^п; \quad i_{0e} = i^a + i^п, \quad (3.33)$$

получаем два независимых уравнения, первое из которых описывает процесс распространения сигнала в линии с волновым сопротивлением Z_{0o} , а второе — в линии с сопротивлением Z_{0e} .

Из соотношений (3.33) следует, что напряжение (и ток) в активной линии определяется полусуммой, а в пассивной линии — полуразностью значений u_{0e} и u_{0o} (или i_{0e} и i_{0o}), соответствующих согласному и встречному режимам. Обозначив новые переменные $0,5u_{0e} = u^a_e = u^п_e$ и $0,5u_{0o} = u^a_o = u^п_o$, приходим к схемам замещения (рис. 3.27, б, в), отражающим оба режима. Здесь u^a_e , u^a_o , $u^п_e$, $u^п_o$ — напряжения каждого из режимов в эквивалентных линиях, соответствующих активной и пассивной линиям исследуемой цепи.

Итак, искомые напряжения u^a и $u^п$ следующим образом определяются через режимы схем замещения:

$$u^a = u^a_e + u^a_o; \quad u^п = u^п_e - u^п_o. \quad (3.34)$$

На основе принципа описания взаимосвязанных линий с позиций теории элемента техники СВЧ в ра-

боте [49] развит удобный метод для определения перекрестной наводки в импульсных схемах. Он позволяет вычислить амплитудное значение коэффициента помехи в двух частных случаях: согласованных линий ($K_{\text{пом н}}$) и разомкнутой в начале пассивной линии ($K_{\text{пом н}}(\text{макс})$).

Приводимые ниже формулы справедливы для линий протяженностью $l > t_{\text{ф}}/2T_0$ и при условии изотропности диэлектрической среды распространения сигнала:

$$K_{\text{пом н}} = \frac{\sqrt{Z_{0e}} - \sqrt{Z_{0o}}}{\sqrt{Z_{0e}} + \sqrt{Z_{0o}}}, \quad K_{\text{пом к}} = 0,$$

$$K_{\text{пом н}}(\text{макс}) = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \quad (3.35)$$

Нетрудно показать, что при $K_{\text{пом н}}(\text{макс}) \leq 0,5$ отношение коэффициентов $K_{\text{пом н}}(\text{макс})/K_{\text{пом н}} = 2$ с погрешностью менее 10%. Значения Z_{0e} , Z_{0o} , зависящие от поперечных размеров взаимодействующих линий и постоянной ϵ , можно найти из расчетных графиков, приведенных в работе [41, 49], или определить экспериментально по методике, изложенной в приложении П.3.

Рассмотрим некоторые результаты анализа перекрестных помех в симметричных полосковых линиях. На рис. 3.28 приведены расчетные кривые, отражающие зависимость геометрических размеров сечения печатной платы* от допустимой амплитуды коэффициента помехи $K_{\text{пом}}$ в линиях с волновым сопротивлением 50, 75 и 100 Ом.

Поведение кривых w/b показывает, что влияние соседней линии на собственные параметры соединения начинает заметно проявляться** при $K_{\text{пом}} > 8-10\%$.

* Толщина линии D принимается равной нулю.

** Эффективное значение Z_0 взаимосвязанной симметричной линии при $K_{\text{пом}} \leq 10\%$ может на 3-4% отличаться от волнового сопротивления обособленного соединения.

Отсюда следует, что описанный выше метод расчета перекрестной наводки при условии слабой связи применим для симметричных полосковых линий с сопротивлением $Z_0=50$ Ом, если отношение зазора между полосками к их ширине не меньше $s/w \geq 0,6-0,7$ (при $Z_0=75$ Ом величина $s/w \geq 2$, а при $Z_0=100$ Ом отношение $s/w \geq 15$).

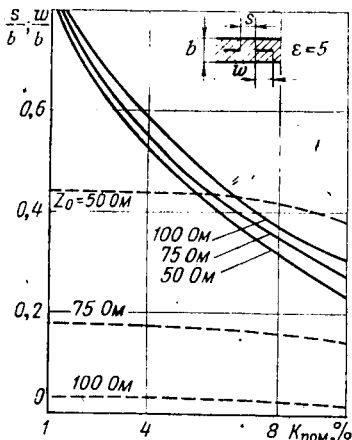


Рис. 3.28. Влияние поперечных размеров (s/b — сплошные линии, w/b — штриховые линии) согласованных линий на коэффициент взаимной помехи.

технологическими возможностями. Поэтому для обеспечения заданного уровня помех в линиях с повышенным волновым сопротивлением приходится существенно раздвигать их между собой, что приводит к увеличению габаритов печатной платы. С этой точки зрения более желательно применение низкоомных соединений.

Близкое взаимное расположение кривых s/b (рис. 3.28) позволяет сделать вывод о весьма незначительном влиянии ширины w на величину помехи

Графики показывают, что в диапазоне практических значений $Z_0=50-100$ Ом для ограничения помехи в симметричных полосковых линиях на уровне 1% достаточно выбрать отношение $s/b \geq 0,8-0,85$. В этом случае величина зазора между линиями с волновым сопротивлением 50, 75 и 100 Ом составляет s (50 Ом) $\geq 2w$; s (75 Ом) $\geq 5w$; s (100 Ом) $\geq 25w$.

Уменьшение ширины w реальных линий с определенным значением Z_0 обычно ограничивается

при постоянных значениях s и b . Следовательно, в системах, допускающих применение линий с неконтролируемым волновым сопротивлением, единственным параметром, определяющим уровень помех, является отношение s/b , а величина ω может выбираться из других соображений, например технологических требований.

В практических случаях важно знать полную форму перекрестной наводки от реального воздействия, имеющего, как правило, нестандартную форму, в линиях произвольной длины. Такую задачу несложно решить численно, применяя описанный в гл. 2 алгоритм, построенный на основе метода характеристик, для расчета схем замещения взаимосвязанных линий, рассмотренных выше (рис. 3.27, б, в). Форма переходного процесса в исследуемой цепи (рис. 3.27, а) определяется с помощью выражений (3.34). В частности, напряжение помехи $u_{\text{пн}}$ в начале пассивной линии вычисляется как $u_{\text{пн}}(k) = u_{\text{ен}}^{\text{пн}}(k) - u_{\text{он}}^{\text{пн}}(k)$.

При воздействии импульса с линейно нарастающим фронтом $t_{\text{ф}}$ можно получить аналитическое решение задачи, пользуясь равенствами (3.6) или (3.7). Например, найденная таким способом помеха в начале пассивной линии описывается (см. П.4) уравнением

$$u_{\text{пом н}}(\theta) = \bar{u}_{\text{пн}}(\theta) = \frac{u_{\text{пн}}}{U_A} =$$

$$= \begin{cases} \frac{K_{\text{пом н}}}{(1 - K_{\text{пом н}}^2) n_0} (1 - K_{\text{пом н}}^{2n}) \\ \text{при } \theta = \frac{n}{n_0} (n = 0, 1, 2, \dots, n_0), \\ \frac{K_{\text{пом н}}}{(1 - K_{\text{пом н}}^2) n_0} (1 - K_{\text{пом н}}^{2n_0}) K_{\text{пом н}}^{2(m+1)} \\ \text{при } \theta = \frac{1}{n_0} (n_0 + m + 1) (m = 0, 1, 2, \dots), \end{cases} \quad (3.36)$$

где

$$K_{\text{помн}} = \frac{\sqrt{Z_{0e}} - \sqrt{Z_{0o}}}{\sqrt{Z_{0e}} + \sqrt{Z_{0o}}}; \quad n_0 = t_{\text{ф}}/2T_0l;$$

$$\theta = t/t_{\text{ф}}.$$

Для иллюстрации на рис. 3.29 приведены графики напряжений на концах соединений исследуемой цепи ($\bar{u}_{\text{н}}^{\text{а}}$, $\bar{u}_{\text{к}}^{\text{а}}$, $\bar{u}_{\text{н}}^{\text{п}}$, $\bar{u}_{\text{к}}^{\text{п}}$) и схем замещения ($\bar{u}_{\text{ен}}^{\text{п}}$, $\bar{u}_{\text{ек}}^{\text{п}}$, $\bar{u}_{\text{он}}^{\text{п}}$, $\bar{u}_{\text{ок}}^{\text{п}}$), рассчитанных с помощью формул (3.7) для симметричных полосковых линий. Параметры при расчете: $\omega/b=0,15$, $s/b=0,28$, $\varepsilon=5$, $l=20$ см, $Z_0=75$ Ом, $Z_{0o}=61,3$ Ом, $Z_{0e}=91,5$ Ом, $t_{\text{ф}}=3$ нс, $2T_0l=3$ нс. Помеха в конце пассивной линии $\bar{u}_{\text{к}}^{\text{п}} = \bar{u}_{\text{ек}}^{\text{п}} - \bar{u}_{\text{ок}}^{\text{п}}$ отсутствует вследствие изотропности диэлектрика [30].

Используя соответствующие схемы замещения [50], с помощью описанной методики можно решить и более общую задачу: о взаимодействии линий с произвольными импедансами соединяемых схем.

Применение единого численного метода для расчета искажения передачи, вызванного несогласованностью линий и их взаимной связью, представляет несомненное удобство, в частности, при машинном моделировании суммарного влияния соединений на переходные процессы в системе.

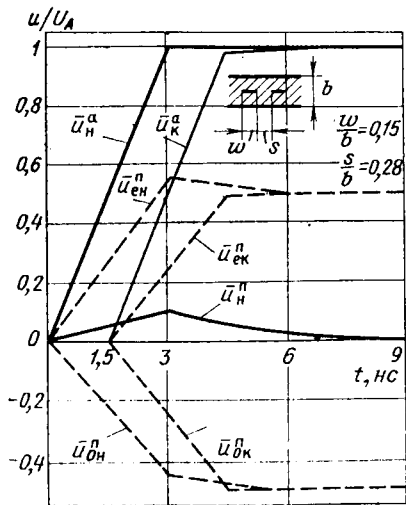


Рис. 3.29. Переходный процесс в цепи взаимосвязанных полосковых линий и ее схемах замещения.

Следует отметить, что изложенный выше подход к исследованию взаимосвязанных линий строго обоснован лишь для случая изотропной диэлектрической среды. В соединениях с комбинированным диэлектриком задержки распространения сигнала в согласном (T_{eo}) и встречном (T_{oo}) режимах не равны друг другу

$$T_{eo} = \sqrt{(L_0 + L_{в0})(C_0 - C_{в0})},$$

$$T_{oo} = \sqrt{(L_0 - L_{в0})(C_0 + C_{в0})}$$

и анализ помех, например в высокоомных несимметричных полосковых линиях, может приводить к заметным ошибкам.

Учитывая, что в низкоомных полосковых линиях электромагнитное поле сосредоточено, в основном, в материале платы, можно считать, что в процессе распространения сигнала участвуют преимущественно волны типа ТЕМ*. Это позволяет применять описанную методику для их расчета.

В качестве задержки при определении сопротивлений Z_{oe} и Z_{oo} берется эффективное значение $T_{o\text{эфф}}$. Оно характеризует такой изотропный материал с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{\text{эфф}}$, в котором сигнал распространяется с той же (или близкой) скоростью, что и в исследуемой линии с неизотропным диэлектриком. Величину $\epsilon_{\text{эфф}}$ можно найти из имеющихся в литературе расчетных графиков [52] или вычислить по приближенной формуле [53]: $\epsilon_{\text{эфф}} = 0,475\epsilon + 0,67$.

* На это, в частности, указывает небольшая разница между задержками T_{oe} и T_{oo} , составляющая не более 15—20% в практическом диапазоне геометрических размеров таких линий [51].

ДЛИННАЯ ЛИНИЯ СВЯЗИ С ДИСКРЕТНЫМИ НЕОДНОРОДНОСТЯМИ

4.1. МЕТОДЫ АНАЛИЗА

Схемы соединения в реальных устройствах чаще всего представляют собой достаточно разветвленные «сети» связей, когда элементы-приемники сигнала отдалены не только от общего источника, но и разнесены между собой.

В высокоскоростных схемах, например в быстродействующих узлах вычислительных машин, связи между элементами-приемниками не всегда могут быть исключены из рассмотрения при анализе переходных процессов. Поэтому методы исследования линии передачи с нагрузками, сосредоточенными в одной точке, здесь обычно не применимы.

Предпочтительным типом соединения схемных элементов с высоким входным сопротивлением является последовательное, с короткими отводами от основного тракта*. При этом минимально нагружается задающая схема, обычно представляющая для линии передачи низкоомный источник напряжения, и значительно ослабляется влияние дискретных неоднородностей на искажение импульсов.

Анализ процессов в таких схемах соединения при произвольном расположении схемных элементов, характеризующихся комплексными и нелинейными входными и выходными импедансами, трудно провести аналитически. На практике подобные задачи решаются численными методами. Даже при линейном харак-

* Схемы связи параллельного типа, когда источник сигнала соединяется с каждым приемником индивидуальным проводником, применяются лишь при очень коротких линиях.

тере резистивных или резистивно-емкостных нагрузок решение нередко реализуется с помощью вычислительной машины [54—57].

Численный метод, использующий метод характеристик (см. § 2.3), оказывается достаточно эффективным для исследования переходного режима сложных цепей связи. Модификация алгоритма расчета состоит в преобразовании равенств (2.22), (2.23) в разностные уравнения, не содержащие напряжений e_n и e_o , которые записываются для каждого участка линии между дискретными неоднородностями. К ним добавляются уравнения, связывающие напряжения и токи смежных участков, а также уравнения, описывающие режимы на концах всей исследуемой цепи.

Например, если схемные нагрузки расположены непосредственно на стыках соединяющих их отрезков линии передачи, то уравнения для расчета переходного процесса в i -м узле имеют вид:

$$u_{n,i}(k-k_0) + Z_0 i_{n,i}(k-k_0) = u_{k,i}(k) + Z_0 i_{k,i}(k),$$

$$u_{n,i}(k) - Z_0 i_{n,i}(k) = u_{k,i}(k-k_0) - Z_0 i_{k,i}(k-k_0),$$

$$u_{n,i+1}(k-k_0) + Z_0 i_{n,i+1}(k-k_0) = u_{k,i+1}(k) + Z_0 i_{k,i+1}(k),$$

$$u_{n,i+1}(k) - Z_0 i_{n,i+1}(k) = u_{k,i+1}(k-k_0) - Z_0 i_{k,i+1}(k-k_0),$$

$$u_{k,i}(k) = F_1[u_{n,i+1}(k), i_{n,i+1}(k)],$$

$$u_{k,i}(k) = F_2[u_{n,i+1}(k), i_{n,i+1}(k)].$$

Здесь величины с индексами n , k , i представляют напряжение (или ток) в начале или на конце i -го участка линии. Последние два уравнения связывают режим в конце i -го участка с режимом в начале $(i+1)$ -го участка.

Во многих практических случаях основную роль в искажении передаваемых импульсов играют неоднородности, обусловленные реактивными (чаще всего емкостного типа) составляющими подключаемых нагрузок. С учетом этого обстоятельства и принимая во внимание высокоомность входного сопротивления схемных элементов, общую задачу анализа удается упростить и рассматривать цепь связи чисто емкостных нагрузок (рис. 4.1).

Точный расчет переходного процесса, даже при условии, что конденсаторы расположены равномерно вдоль согласованной на конце линии передачи, а их емкости линейны и равной величины, представляют непростую задачу. В частных случаях удается полу-

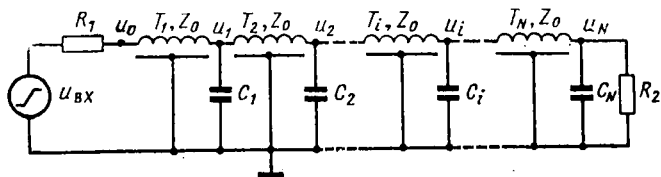


Рис. 4.1. Цепь связи емкостных нагрузок.

чить ее приближенное аналитическое решение [45, 58]. Однако ввиду сложности и громоздкости результирующих выражений их непосредственное использование для анализа чаще всего нецелесообразно без машинного расчета.

Выбор метода анализа схемы соединения (рис. 4.1) во многом зависит от соотношения между постоянной времени нагрузок $\tau = Z_0 C_i / 2$, электрической длиной T_i соединяющих их отрезков линий и длительностью фронта t_ϕ входного напряжения.

Когда удвоенная задержка передачи между соседними неоднородностями $2T_0 l_i$ в несколько раз меньше постоянной τ , наблюдается сильное взаимное влияние нагрузок. При этом условии, означающем также, что собственная погонная емкость линии C_0 мала по сравнению с величиной C_i / l_i , влияние линии на процессы, протекающие в схеме, незначительно, и система с приемлемой точностью описывается сосредоточенными параметрами*.

При слабом взаимодействии неоднородностей переходные процессы в цепи определяются, главным образом, распределенными свойствами линии. Взаимное влияние емкостей ослабляется с ростом задержки $2T_0 l_i$ и уменьшением значения τ . Когда $2T_0 l_i > [t_\phi + (3-4)\tau]$, воздействие других неоднородностей на форму нарастания и спада сигнала в данном узле практически отсутствует, так как отраженные от нагрузок импульсы не накладываются

* Очевидно, что при выполнении условия $2T_0 l_i \ll t_\phi$ такой же вывод относится к схеме (рис. 4.1) с нагрузками произвольной величины.

ются друг на друга, а также на фронт сигнала. Их влияние проявляется лишь в интегрировании фронта передаваемого напряжения на предшествующих данному узлу нагрузках.

При небольших нагрузках $\tau \leq 0,1 t_{\phi}$ и произвольных значениях $2T_0 l_i$, при которых система, однако, не попадает в область сильного взаимодействия неоднородностей, искажение сигнала незначительно. В связи с этим достаточно учитывать лишь первичные отражения, пренебрегая ввиду малости всеми остальными. Такое допущение существенно упрощает анализ схемы [45, 58].

Наибольшую трудность для исследования представляет цепь связи емкостных нагрузок большой величины, когда $\tau > 0,1 t_{\phi}$, а задержка $2T_0 l_i$ сравнима с длительностью фронта t_{ϕ} . В этом промежуточном случае заметно проявляется взаимное влияние неоднородностей и в то же время существенны распределенные свойства линии. При этих условиях пренебрежение отражениями выше 1-го порядка становится необоснованным. Анализ схем с учетом многократных отражений может быть выполнен численным методом.

Если линия регулярно нагружена емкостями равной величины*, возможно также приближенное решение, основанное на сходстве поведения такой цепи в переходном режиме с однородной линией [42]. В отличие от других методов при таком подходе дискретные нагрузки предполагаются распределенными и, следовательно, удастся избежать трудоемкой процедуры расчета многократных отражений.

4.2. СХЕМЫ СОЕДИНЕНИЯ ЕМКОСТНЫХ НАГРУЗОК НЕБОЛЬШОЙ ВЕЛИЧИНЫ

При анализе цепей связи с небольшим числом нагрузок, незначительно нарушающих однородность тракта передачи, более предпочтительным по сравнению с численным может оказаться операционный метод. С его помощью удастся аналитически описать переходный процесс в схеме, что наряду с достаточно высокой точностью расчета следует считать несомненным достоинством метода.

Чтобы проиллюстрировать возможности метода, его преимущества и недостатки, исследуем распреде-

* Подобные схемы соединения характерны для систем с регулярной структурой и нередко встречаются в практических устройствах вычислительных машин.

ленную систему соединения нескольких неоднородностей емкостного типа, интересную также с практической точки зрения. Считаем, что линейные емкости, равные по величине, связаны отрезками линии, причем на последнем участке линия согласована с резистивной составляющей нагрузки $R_2=Z_0$ (рис. 4.1).

Для упрощения операционных преобразований без существенной потери в точности решение задачи проводится с учетом лишь первичных отражений. Другими словами, предполагается, что отраженные от неоднородностей волны напряжения, образующие встречный относительно передаваемого сигнала поток, проходят к началу линии без дополнительных отражений, а причиной попутного потока является только несогласованность соединения с выходным сопротивлением R_1 генератора. В свою очередь, волны напряжения попутного потока по мере распространения к концу линии также пренебрежимо мало отражаются от нагрузок. Таким образом, принимается, что искажение сигнала вызвано лишь указанными выше основными составляющими обоих потоков.

Максимальная погрешность расчета, вносимая неучтенными отражениями, оценивается величиной порядка коэффициента отражения от одной нагрузки K_{oi} , равного (см. 3.4) $Z_0 C_i / 2t_{\Phi}$. Следовательно, операционный метод обеспечивает вполне приемлемую точность анализа (не хуже 10—15%) * для большинства реально встречающихся цепей связи с параметрами $Z_0 C_i / 2t_{\Phi} < 0,1—0,15$.

Найдем форму напряжения $u_1(t)$ на первой нагрузке при экспоненциально нарастающем фронте t_{Φ} (измеренном по уровням 0,1—0,9) входного сигнала. Изображение функции с учетом перечисленных выше составляющих переходного процесса нетрудно представить в виде:

* Практически погрешность всегда меньше, так как $|K_{o\text{ вх}}| < 1$.

$$\begin{aligned}
u_1(p) = & \beta u_{\text{вх}}(p)(1 + K_{oi}) \exp(-T_1 p) + \\
& + \beta u_{\text{вх}}(p) \left\{ K_{oi}(1 + K_{oi})^2 \exp(-T_1 p) \exp(-2T_2 p) + \right. \\
& + K_{oi}(1 + K_{oi})^4 \exp(-T_1 p) \exp[-2(T_2 + T_3)p] + \dots \\
& \dots \left. + K_{oi}(1 + K_{oi})^{2(N-1)} \exp(-T_1 p) \exp\left(-2p \sum_{i=2}^N T_i\right) \right\} + \\
& + \beta u_{\text{вх}}(p) \left[K_{o \text{ вх}} K_{oi}(1 + K_{oi}) \exp(-3T_1 p) + \right. \\
& + K_{o \text{ вх}} K_{oi}(1 + K_{oi})^3 \exp(-3T_1 p) \exp(-2pT_1) + \dots \\
& \dots \left. + K_{o \text{ вх}} K_{oi}(1 + K_{oi})^{2N-1} \exp(-3T_1 p) \times \right. \\
& \left. \times \exp\left(-2p \sum_{i=2}^N T_i\right) \right],
\end{aligned}$$

где

$$\beta = \frac{Z_0}{Z_0 + R_1}; \quad K_{o \text{ вх}} = \frac{R_1 - Z_0}{R_1 + Z_0}; \quad K_{oi}(p) = \frac{-p}{p + 2/Z_0 C};$$

N — количество нагрузок. Здесь первое слагаемое соответствует составляющей сигнала, поступившей на первую нагрузку и неискаженной отражениями от второй, третьей и т. д. неоднородностей. Обозначим его оригинал через $A_1(t)$. Через промежуток времени $T_1 + 2T_2$ сюда приходит отражение от 2-й нагрузки, представленное вторым слагаемым, затем от 3-й нагрузки и т. д. Оригиналы этих функций обозначим через $B_{2(i-1)}(t)$.

Таким образом, выражение в первых квадратных скобках описывает составляющие встречного потока. Нетрудно видеть, что слагаемые во вторых квадрат-

ных скобках представляют собой попутный поток, искажающий сигнал.

Переход к оригиналам составляющих искомой функции $u_1(t)$ при равных нагрузках не представляет большого труда. В результате получаем следующее выражение, записанное через безразмерные величины

$$\theta_\tau = t/\tau_{вх}; \quad \gamma_\tau = Z_0 C / 2\tau_{вх}; \quad q_i = 2T_i/\tau_{вх};$$

$$\begin{aligned} u_1(\theta_\tau) = & A_1(\gamma_\tau, \theta_\tau - 0,5q_1) + \\ & + \sum_{i=2}^N B_{2(i-1)} \left(\gamma_\tau, \theta_\tau - 0,5q_1 - \sum_{i=2}^N q_i \right) + \\ & + K_{0 \text{ вх}} \sum_{i=1}^N B_{2i-1} \left(\gamma_\tau, \theta_\tau - 1,5q_1 - \sum_{i=2}^N q_i \right), \end{aligned} \quad (4.1)$$

где

$$A_1(\gamma_\tau, \theta_\tau) = \beta \left[\frac{\gamma_\tau}{1-\gamma_\tau} e^{-\theta_\tau/\gamma_\tau} - \frac{1}{1-\gamma_\tau} e^{-\theta_\tau} + 1 \right];$$

$$B_v(\gamma_\tau, \theta_\tau) = \frac{\beta \kappa}{v! \gamma_\tau^v} \{ [\theta_\tau^v + v \kappa \theta_\tau^{v-1} +$$

$$+ v(v-1) \kappa^2 \theta_\tau^{v-2} + \dots] e^{-\theta_\tau/\gamma_\tau} - v! \kappa^v e^{-\theta_\tau} \};$$

$$\kappa = \gamma_\tau / (1 - \gamma_\tau).$$

Таким же путем определяются напряжения на других нагрузках.

Ввиду громоздкости математических выкладок анализ переходного процесса по формулам (4.1) целесообразно проводить на вычислительной машине.

На рис. 4.2 показана форма напряжения $u_1(\theta_\tau)$ в зависимости от относительной длины равных отрезков линий, соединяющих емкостные нагрузки.

Приведенные кривые характеризуют переходный режим, например, в цепи связи (рис. 4.1) четырех нагрузок величиной $C=7$ пФ, соединенных полоско-

выми линиями ($T_0=6,5$ нс/м; $Z_0=75$ Ом) длиной $l_i=0,5$ и 10 см. Выходное сопротивление генератора $R_1=150$ Ом, фронт сигнала $t_\phi=3$ нс.

По графикам можно судить о влиянии распределения нагрузок вдоль линии на искажение формы

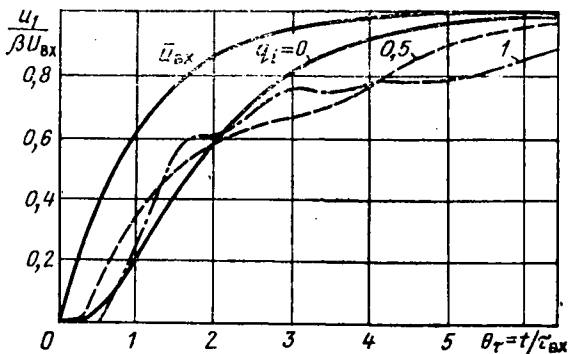


Рис. 4.2. Изменение формы переходного процесса на первой нагрузке в зависимости от относительной длины одинаковых соединяющих отрезков в цепи с параметрами:

$N=4$; $\gamma_\tau=0,2$; $K_{0\ ВХ}=0,3$.

сигнала. Видно, что время нарастания напряжения \bar{u}_1 при $q_i=1$ почти в два раза превосходит длительность фронта импульса в схеме с сосредоточенными в первом узле всеми нагрузками ($q_i=0$).

Существенное ухудшение формы сигнала на первой нагрузке обусловлено в данном случае суммированием отражений от всех неоднородностей встречного потока и сильным влиянием попутного потока вследствие того, что $R_1 > Z_0$. Искажение, вызванное последним обстоятельством, увеличено также из-за близости рассматриваемой нагрузки к генератору. Форма сигнала в других узлах цепи ближе к исходной.

В аналогичной системе с равным по модулю, но отрицательным коэффициентом отражения $K_{0\ ВХ} =$

$= -0,3$, искажение сигнала на первой нагрузке из-за изменения полярности импульсов попутного потока значительно меньше (рис. 4.3). В следующем по порядку узле компенсирующее действие отражений от передающего конца линии ослабевает, но уменьшаются также и суммарные отражения встречного потока.

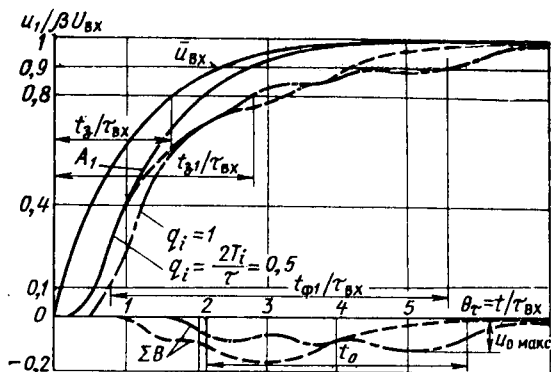


Рис. 4.3. Форма напряжения на первой нагрузке в цепи с параметрами: $N=4$; $\gamma_\tau=0,2$; $K_{0\text{ вх}}=-0,3$ при различных q_i , напряжение \bar{u}_1 (кривая A_1) и отраженные импульсы (кривые ΣB) в той же цепи при $q_2 > 3$.

В зависимости от параметров системы может обладать тот или другой фактор. Нередко в реальных цепях с параметрами $-0,5 < K_{0\text{ вх}} < 0,5$; $\gamma_\tau \leq 0,3$, изменение формы сигналов на ближайших к генератору нагрузках больше, чем в других точках соединения. Поэтому о степени искажения передачи можно судить по форме напряжения u_1 .

В соответствии с характером искажений их оценку целесообразно проводить, определяя изменение фронта через отношение величины фронта напряжения

в первом узле к длительности нарастания входного сигнала* ($\theta_\phi = t_{\phi 1}/t_\phi$), а изменение задержки — с помощью коэффициента $\theta_3 = t_{31}/t_3$. Величина t_{31} измеряется между моментами появления входного сигнала в начале линии и достижения уровня 0,8 приведенной функцией $u_1(\theta)/\beta U_{\text{вх}}$ (рис. 4.3). Длительность t_{31} включает в себя собственную задержку в линии, равную $T = T_0 l$. Таким образом, коэффициент θ_3 отражает влияние искажений в связях на задержку переходного процесса в первом узле. Значение t_3 соответствует временному интервалу, измеренному в пределах 0—0,8 амплитуды нарастающей части входного сигнала.

Уровень измерения задержки выбран исходя из необходимости учесть максимальное искажение входного напряжения, поступающего на первую нагрузку**.

В некоторых случаях важно знать форму отраженного импульса, который может представлять для схем импульсную помеху. Например, в системе (рис. 4.1) с параметрами, данными на рис. 4.3, при $q_1 = q_3 = q_4 = q_i$ и $q_2 > 3$ фронт на первой нагрузке практически не ухудшается (кривая A_1), однако прибывающий после его окончания отраженный импульс (кривые ΣB) может нарушить нормальную работу системы.

Помеху будем оценивать по ее амплитуде и длительности, измеренной на уровне 0,5. В рассматриваемом случае (рис. 4.3) амплитуда $u_{0 \text{ макс}}$ в зависимости от отношения $q_i = 2T_i/\tau_{\text{вх}} = 0,5$ и 1 составляет 15 и 11% от сигнала, а длительность $\theta_0 = t_0/\tau_{\text{вх}} = 2,3$ и 3,2 соответственно.

* Длительность фронтов измеряется по уровням 0,1—0,9 амплитуды соответствующего напряжения.

** Уровень срабатывания известных импульсных схем, например, логических элементов ЭВМ, не превышает 0,8 амплитуды сигнала.

Ниже представлены результаты анализа переходного процесса в схеме (рис. 4.1), основанные на машинном расчете многочисленных вариантов сочетания параметров цепи*.

Рассмотрим зависимость коэффициента θ_Φ от отношения электрической длины отрезков, соединяющих емкости в схеме рис. 4.1, к фронту сигнала $q = q_i/2,2 = 2T_i/t_\Phi$. В предельном случае соединения всех нагрузок в одной точке ($q=0$) искажение фронта определяется** как

$$\theta_\Phi = \sqrt{1 + [N\gamma_\tau (1 + K_{o\text{вх}})]^2}$$

В другом предельном случае, при бесконечно разнесенных неоднородностях (достаточно, чтобы $q > 1 - 1,5$), изменение фронта сигнала, вызванное отражениями, отсутствует. Увеличение его длительности происходит только за счет интегрирования импульса на последовательно соединенных цепочках с постоянной времени $Z_0 C/2$. В диапазоне значений $q < 1 - 1,5$, как следует из проведенного расчета, коэффициент, определяющий искажение фронта, может значительно превосходить величину θ_Φ в обоих предельных случаях.

На рис. 4.4 представлены графики рассматриваемой зависимости в случае четырех нагрузок при двух значениях коэффициента отражения от передающего конца линии $K_{o\text{вх}} = -0,3$ и $-0,5$. Графики указывают, насколько сильно влияет величина нагрузок на длительность фронта передаваемого сигнала. Например, в системе четырех нагрузок, соединенных полосковы-

* В приложении П.5 в виде справочного материала даны графики переходных функций, вычисленных для ряда характерных случаев.

** Выражение представляет собой запись в безразмерной форме очевидного соотношения

$$t_{\Phi 1} = \sqrt{t_\Phi^2 + [2,2NCR_1Z_0/(R_1 + Z_0)]^2}$$

ми линиями ($Z_0=75$ Ом, $T_0=6,5$ нс/м) длиной 10 см, при подаче сигнала с $t_{\phi}=3$ нс от генератора с $R_1=25$ Ом в зависимости от емкости $C=3,5, 7$ и 10 пФ фронт возрастает на 35, 47 и 90% по сравнению с исходным (рис. 4.4).

Немонотонный характер зависимости $\theta_{\phi}=f(q)$ явно виден на графиках (рис. 4.5), рассчитанных для

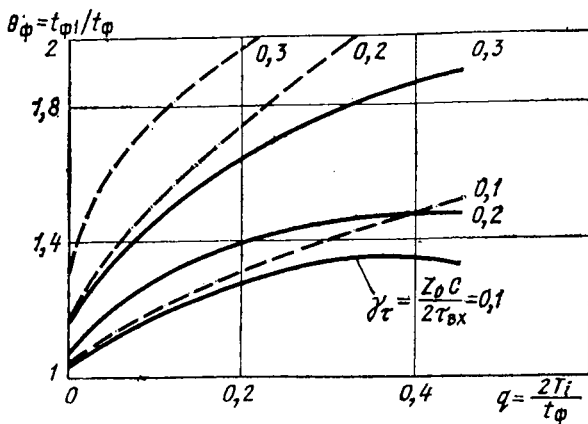


Рис. 4.4. Зависимость искажения фронта от относительной длины межсхемных отрезков линии и коэффициента нагрузки γ_{τ} при $N=4$; $K_{0 \text{ вх}}=-0,5$ (сплошные линии); $K_{0 \text{ вх}}=0,3$ (пунктирные).

схемы с тремя и пятью нагрузками. Анализируя и сопоставляя их с графиками на рис. 4.4, приходим к выводу, что максимум функции сдвигается влево с ростом числа нагрузок и уменьшением их величины. Причем в первом случае величина максимальных искажений увеличивается, а во втором — уменьшается.

Отсюда следует, что в системе ($K_{0 \text{ вх}}=-0,5$) с большим количеством нагрузок ($N \geq 5$) сравнительно небольшой величины ($\gamma_{\tau} \leq 0,2$) ослабления иска-

жений можно добиться, выбирая отношение q за пределами диапазона средних значений (0,2—0,3), соответствующего максимуму θ_{ϕ} . Практически для этого приходится увеличивать межсхемные расстояния. С другой стороны, в системе с небольшим числом

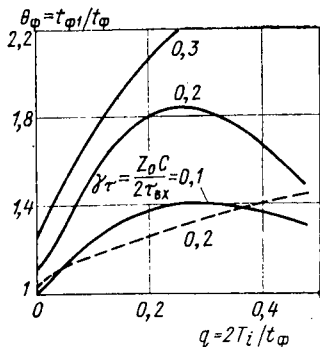


Рис. 4.5. Искажение фронта в зависимости от значений q и γ_{τ} в цепи связи с числом нагрузок $N=5$ (сплошные линии) и $N=3$ (пунктирные) при $K_{0\text{ вх}} = -0,5$.

емкостных нагрузок, значительных по величине, их следует располагать как можно ближе друг к другу. При этом ослабляется влияние распределенных эффектов и коэффициент θ_{ϕ} становится меньше.

Рост искажений сигнала в первом узле при изменении коэффициента $K_{0\text{ вх}}$ от -1 до 0 происходит вследствие ослабления эффекта частичной компенсации отражений, вызванного взаимодействием импульсов встречного и попутного потоков. При $K_{0\text{ вх}} > 0$ полярность попутного импульсного потока изменяется на противоположную и начинает действовать декомпенсирующий фактор, существенно затягивающий фронт сигнала.

Зависимость искажений во всем диапазоне значений $K_{0\text{ вх}}$ для частного случая $N=4$, $\gamma_{\tau}=0,2$, $q=0,2$ приведена на рис. 4.6. Здесь же показана для сравнения кривая, соответствующая системе с подключенными в одну точку нагрузками $q=0$. Из графиков следует, что в данном случае при любых соотношениях между волновым сопротивлением линии Z_0 и выходным сопротивлением генератора R_1 искажение фронта в распределенной системе больше.

Зависимость относительной задержки θ_3 от

величины q иллюстрируется графиками на рис. 4.7 и 4.8. Расчет проводился для того же диапазона параметров, при которых вычислялись кривые на рис. 4.4 и 4.5. Видно, что характер интересующей нас функции значительно изменяется от параметров схемы.

При сравнительно небольших искажениях ($\theta_3 \leq 1,6$), возникающих в цепи связи с $|K_{0\text{ вх}}| \geq 0,5$, $N \leq 4$ и $\gamma_\tau \leq 0,2$, существенное влияние на характер функции $\theta_3 = f(q)$ оказывает линейный рост собственной задержки, определяемой диэлектрической проницаемостью материала ($\theta_{3\text{зм}} = 0,68 q$). Поэтому в рассматриваемом диапазоне q функция θ_3 монотонно возрастает. При больших искажениях указанный эффект ослаблен и форма кривых определяется, главным образом, составляющей θ_3 , вызванной отражениями от неоднородностей. Так, при $\gamma_\tau \geq 0,3$ и $N \geq 4$ с увеличением отношения q задержка θ_3 монотонно падает.

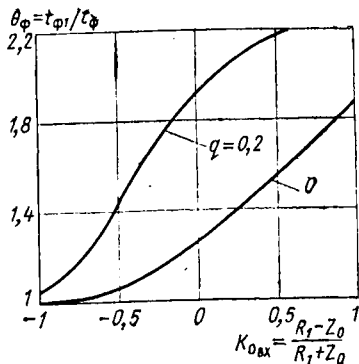


Рис. 4.6. Влияние коэффициента отражения от начала линии в цепи связи с $N=4$; $\gamma_\tau = 0,2$ на искажение фронта.

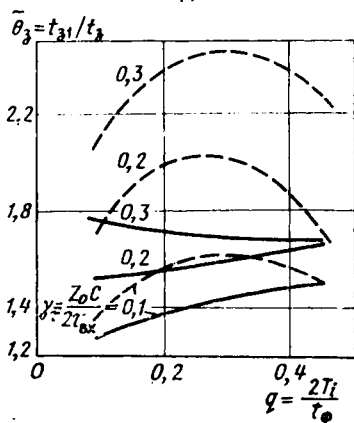


Рис. 4.7. Зависимость задержки импульса в первом узле от относительной длины межсхемных отрезков линий и величины нагрузки при $N=4$; $K_{0\text{ вх}} = -0,5$ (сплошные линии) и $K_{0\text{ вх}} = -0,3$ (пунктирные).

Особо следует остановиться на графиках, рассчитанных для схемы с $K_{0\text{ вх}} = -0,3$, в которой ослаблено воздействие компенсирующего фактора (рис. 4.7). Функции θ_3 в этом случае имеют немонотонный характер даже при небольших нагрузках. Причем положение максимумов функций θ_3 и θ_ϕ (рис. 4.4) не совпадает.

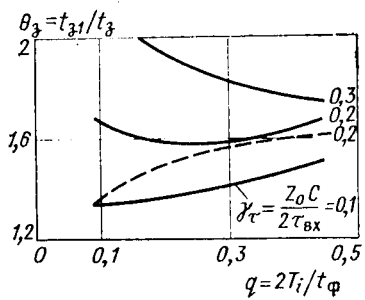


Рис. 4.8. Зависимость относительной задержки от значений q и γ_τ в цепи с $K_{0\text{ вх}} = -0,5$; $N=5$ (сплошные линии) и $N=3$ (пунктир).

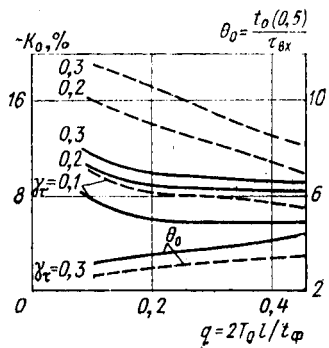


Рис. 4.9. Зависимость относительной амплитуды (K_0) и длительности (θ_0) отраженного импульса от значений q и γ_τ в цепи связи с $N=4$; $q_2 > 2$; $q_1 = q_2 = q_4 = 2,2q$; $K_{0\text{ вх}} = -0,5$ (сплошные линии) и $K_{0\text{ вх}} = -0,3$ (пунктирные).

Таким образом, специфика искажений в подобных системах такова, что увеличение относительного межсхемного расстояния q (например, при $q > 0,25$) может приводить к ухудшению фронта передаваемого сигнала на первой нагрузке, но к уменьшению его задержки. Такой эффект можно проследить, например, по изменению формы переходной функции на рис. 4.3 (кривые $q_i = 0,5$ и $q_i = 1$).

Рассмотрим зависимость относительной амплитуды отражений $\bar{u}_{0\text{ макс}} = K_0 = U_{01}/\beta U_{\text{вх}}$ от значения q

(рис. 4.9) *. Из графиков следует, что в интересующем нас диапазоне q рассматриваемая функция имеет монотонный характер. При больших q ($q > 1$), когда отражения не накладываются друг на друга, а ком-

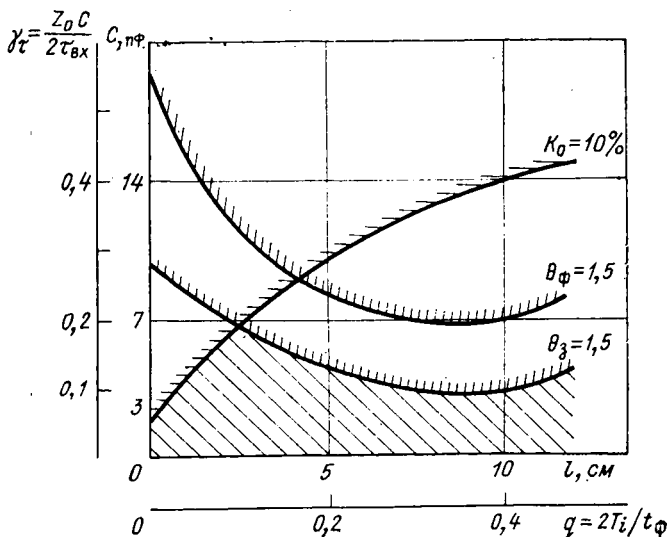


Рис. 4.10. Область параметров цепи связи с $N=4$, $K_{0 \text{ вх}} = -0,5$, обеспечивающих заданную степень искажения передачи.

пенсирующий фактор не действует, величина K_0 не зависит от коэффициента $K_{0 \text{ вх}}$ и равна $K_0 = Z_0 C / 2t_{\phi} = \gamma_{\tau} / 2,2$. Длительность отраженного импульса, отнесенная к постоянной времени $\tau_{вх}$, почти линейно возрастает с увеличением q (рис. 4.9).

* Как уже указывалось, отражения в виде помехи на вершине импульса $u_1(t)$ наблюдаются, когда $q_2 = 2T_2 / \tau_{вх} > 2-3$; при этом считается, что $q_1 = q_3 = q_4 = q_i = 2,2q$.

Проведенное исследование показывает, что длительность фронта и задержка сигнала в цепях связи быстродействующих схем могут увеличиваться при передаче на 100% и более. Используя результаты расчета, нетрудно построить область допустимых параметров системы, в которой изменение формы импульсов не превышает заданной величины.

В качестве примера приведем область характеристик (рис. 4.10) для цепи связи четырех нагрузок при $K_{0\text{ вх}} = -0,5$, предполагая допустимым возрастание длительности фронта и задержки на 50% ($\theta_{\text{ф}} = 1,5$; $\theta_{\text{з}} = 1,5$)*. Амплитуда отражений не должна превышать 10%. Ограничивающие кривые построены в безразмерных координатах $\gamma_{\tau} - q$. Для схемы с параметрами $Z_0 = 75$ Ом, $T_0 = 6,5$ нс/м, $t_{\text{ф}} = 3$ нс даны абсолютные значения координат C [пФ] — l [см].

Из графиков следует, что в данном примере область возможных параметров при небольших q ограничивается допустимыми отражениями, а в диапазоне $q > 0,1$ — максимальной величиной $\theta_{\text{з}}$.

4.3. КВАЗИОДНОРОДНАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ

При некоторых условиях процессы, протекающие в схеме соединения одинаковых и равномерно расположенных вдоль линии передачи на расстоянии l_i друг от друга емкостных нагрузок C (рис. 4.1), напоминают процессы в однородной линии с уменьшенным волновым сопротивлением и увеличенной задержкой. Параметры такой квазиоднородной линии легко найти, если дискретные неоднородности представить в виде распределенных эквивалентов, увеличивающих собственную погонную емкость:

$$Z'_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}}, \quad T'_0 = T_0 \sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}. \quad (4.2)$$

* На практике могут допускаться более сильные искажения.

Используя это свойство равномерно нагруженной линии или ее участка, удается существенно упростить расчет искажения импульсов в подобных цепях. В частности, для описания переходного процесса удобно воспользоваться выражениями (3.6), (3.7), полученными для линии с резистивными нагрузками. Если характер процесса аperiodический, его приближенный расчет с заданной погрешностью выполняется с помощью простых формул, основанных на замещении линии передачи сосредоточенной реактивностью (см. § 3.2). Несложные соотношения (3.20) позволяют вычислить параметры колебательного переходного процесса в системе.

Значительно проще при таком подходе определяется форма импульса, отраженного от квазиоднородного участка связи. В соответствии с (4.2) приближенные значения коэффициента отражения и длительности отраженного импульса при линейном фронте t_{Φ} передаваемого сигнала равны

$$K'_0 = \frac{1 - \sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}}{1 + \sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}},$$

$$t'_0 = t_{\Phi} + 2T_0 l_i N \sqrt{1 + \frac{Z_0 C}{T_0 l_i}}, \quad (4.3)$$

где N — число емкостных нагрузок.

Формулы справедливы, если длительность фронта сигнала не больше удвоенной задержки квазиоднородного участка линии или $t_{\Phi} \leq 2T_0 l_i N$. При обратном соотношении фактическая амплитуда K'_0 меньше и составляет

$$K'_0 = \frac{1 - \sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}}{1 + \sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}} \frac{2T_0 l_i N \sqrt{1 + Z_0 C / T_0 l_i}}{t_{\Phi}}. \quad (4.4)$$

На рис. 4.11 даны графики зависимостей (4.2), (4.3), в которых длина линии и нагрузки выражены

через безразмерные параметры $q = 2T_0 l_i / t_{\Phi}$, $\gamma = Z_0 C / 2t_{\Phi}$:

$$\frac{T'_0}{T_0} = \sqrt{1 + 4\gamma/q}, \quad K'_0 = \frac{1 - \sqrt{1 + 4\gamma/q}}{1 + \sqrt{1 + 4\gamma/q}}$$

Из них видно, что сближение нагрузок на ограниченном участке линии ведет к росту отражений от него в тракте передачи и возрастанию задержки на единицу длины нагруженного участка. Отсюда следует, что увеличение плотности компоновки реальных схем, предпринимаемое для ослабления влияния межсхемных связей, может усиливать действие искажающих факторов в нагруженных участках линий.

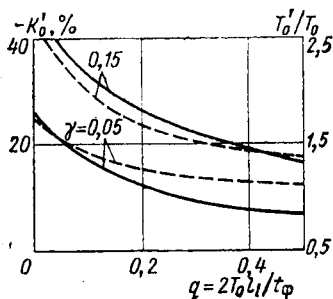


Рис. 4.11. Влияние относительной длины отрезков линии между емкостными нагрузками на коэффициент отражения (сплошные линии) и погонную задержку (пунктирные) квазиоднородной линии при различных нагрузках.

Формулы (4.3), (4.4) позволяют найти соотношения между параметрами равномерно нагруженного участка связи, обеспечивающие отражения ниже заданного уровня $K'_{\text{доп}}$. В частности, при $K'_{\text{доп}} = -10\%$ отношение задержки $T_0 l_i$ к постоянной времени $Z_0 C$ должно составлять не менее $T_0 l_i / Z_0 C \geq 2,05$, а при $K'_{\text{доп}} = -20\%$ — не менее 0,8. Приблизительно можно считать, что отражения не превышают 20%, если величина нагрузки, отнесенная к единице длины C/l_i , меньше, чем собственная погонная емкость линии C_0 , и $K'_0 \leq 10\%$, если величина C/l_i не больше половины значения C_0 .

Способ представления регулярно нагруженной связи в виде квазиоднородной линии используется

в инженерных расчетах [42] и применяется практически для улучшения передачи сигналов в межсхемных соединениях * [59]. Полезно оценить погрешность приближенного расчета при таком подходе и найти границы его применимости.

Сравним исследуемую цепь со схемой замещения по степени искажения передаваемых импульсов, характеризующей полосу пропускания каждой из систем. Если рассматривать равномерно нагруженный отрезок линии, достаточно удаленный от ее концов, то задача сводится к анализу схем, изображенных на рис. 4.1 при $R_1=R_2=Z_0$ и на рис. 4.12.

Учитывая, что процесс установления напряжения u_k на конце линии в обеих схемах имеет аperiodический характер, воспользуемся интегральными характеристиками для оценки искажения (см. § 3.2). Без учета вторичных и последующих отражений от нагрузок изображение функции $u_k(p)$ можно представить в виде произведения изображений входной функции и функций, соответствующих интегрирующим цепочкам с постоянной времени $\tau=Z_0C/2$. Используя известное правило нахождения интегральных характеристик таких функций [33], получаем:

$$\tau_3 = \tau_{3 \text{ вх}} + NT_0 l_i + N\tau, \quad \tau_d^2 = \tau_{d \text{ вх}}^2 + N\tau^2.$$

Интегральные характеристики входного сигнала в форме перепада напряжения с линейно нарастаю-

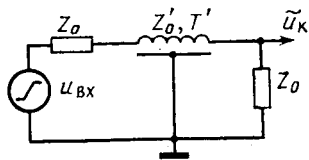


Рис. 4.12. Схема замещения цепи связи с регулярно нагруженным участком линии передачи.

* При разработке вычислительной машины IBM-360 модель 91 использование полосковых линий с повышенным по сравнению с основным трактом волновым сопротивлением позволило заметно компенсировать влияние емкостных неоднородностей на сильно нагруженных участках связи [12].

щим фронтом равны (3.11): $\tau_{з\text{вх}} = 0,5t_{\phi}$, $\tau_{д\text{вх}} = 0,29t_{\phi}$. Тогда приведенные к нормированному виду интегральные характеристики перепада напряжения в конце нагруженного участка записываются:

$$\Theta_3 = \tau_3/t_{\phi} = 0,5 + N\gamma + 0,5Nq, \quad \Theta_{д}^2 = 0,083 + N\gamma^2. \quad (4.5)$$

Отсюда следует, что величина Θ_3 , характеризующая задержку передачи, прямо пропорционально увеличивается с возрастанием основных параметров нагруженной линии q , N , γ . Величина $\Theta_{д}$, определяющая искажение фронта, не зависит от относительного расстояния между неоднородностями q .

Интегральные характеристики Θ'_3 и $\Theta'_{д}$ напряжения $\tilde{u}_k(t)$ в схеме замещения (рис. 4.12) можно отыскать по расчетным графикам, приведенным в приложении П.2. Следует отметить, что величина $\Theta'_{д}$, так же как и $\Theta_{д}$, не зависит от значения q . Это видно из соотношений (4.2), связывающих параметры исследуемой цепи с характеристиками линии в приближенной форме.

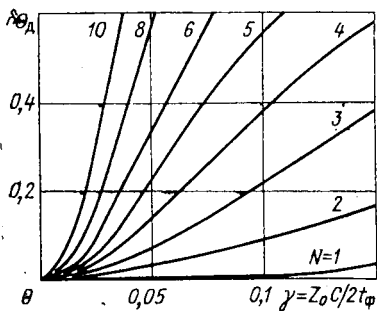


Рис. 4.13. Зависимость интегральной погрешности приближенного расчета переходного процесса на конце регулярно нагруженной линии от количества и относительной величины нагрузок.

ки в широком диапазоне рис. 4.13 иллюстрируют, как увеличивается погрешность приближенного расчета формы переходного процесса $\delta\Theta_{д} = (\Theta'_{д} - \Theta_{д})/\Theta_{д}$ на конце линии

Сравнение интегральных характеристик схем (см. рис. 4.1 и 4.12) показывает, что наиболее сильно отличаются величины $\Theta_{д}$ и $\Theta'_{д}$, а значения Θ_3 и Θ'_3 достаточно близки.

Кривые на рис. 4.13 иллюстрируют, как увеличивается погрешность приближенного расчета формы переходного процесса $\delta\Theta_{д} = (\Theta'_{д} - \Theta_{д})/\Theta_{д}$ на конце линии

с ростом величины γ и количества N емкостных нагрузок. Учитывая, что величина $\delta\Theta_3$, как правило, в 4—5 раз меньше соответствующего той же функции значения $\delta\Theta_d$, данные графики можно считать основными при определении границ применимости рассматриваемого метода расчета искажения передачи.

Таким образом, представление исследуемой цепи с помощью схемы замещения (рис. 4.12) позволяет достаточно точно найти задержку сигнала, но может приводить к большим ошибкам при вычислении длительности фронта напряжения в конце линии.

В начале линии искажающее действие нагруженного участка связи обычно проявляется в форме затягивания процесса установления напряжения или в виде импульсных помех. Оба эффекта определяются суммарным отражением от неоднородностей и могут быть оценены величиной коэффициента отражения K_0 . Найти погрешность приближенного расчета величины K_0 и ее аналитическую зависимость от параметров цепи связи весьма сложно.

На рис. 4.14 даны графики зависимости коэффициента отражения от значений q и γ , вычисленные по приближенным формулам (4.3), (4.4) и полученные в результате машинного расчета, выполненного с учетом дискретного характера неоднородностей. Графики

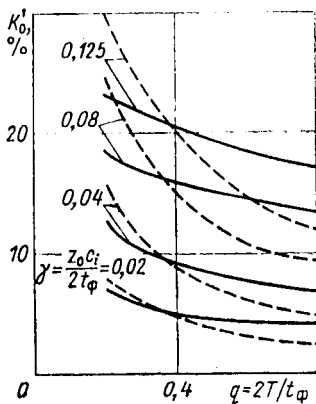


Рис. 4.14. Сравнение результатов приближенного (пунктирные линии) и точного (сплошные) расчета коэффициента отражения от регулярно нагруженного участка линии в зависимости от относительной длины отрезков линии между нагрузками различной величины при $N=4$.

рассчитаны в диапазоне практических значений параметров при среднем числе нагрузок ($N=4$). Сравнивая кривые, нетрудно найти ошибку приближенного расчета искажений в начале регулярно нагруженной линии*.

Пересечение кривых, соответствующих приблизительно одному и тому же значению γ , указывает на

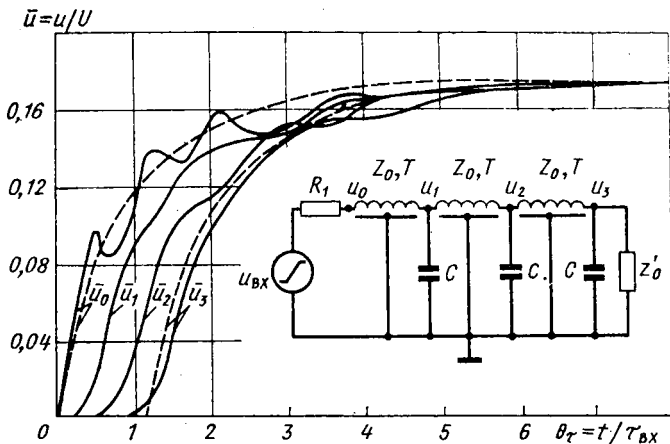


Рис. 4.15. Сравнение формы переходного процесса в приведенной цепи связи (сплошные линии) и ее схема замещения (пунктирные):

Параметры: $K_{0 \text{ вх}}=0,5$; $N=3$; $q=0,25$; $\gamma=0,1$; $Z'_0/Z_0=0,62$.

то, что диапазон величин q , в котором эта погрешность минимальна, ограничен сверху и снизу. С уменьшением расстояния между нагрузками усиливается их взаимное влияние, а распределенные свойства линии становятся менее существенными. Нагруженная линия при этом по своим признакам приближается к системе с сосредоточенными параметрами, определяемыми,

* С ростом N точность вычислений повышается.

в основном, суммарной емкостью нагрузок NC . С другой стороны, увеличение q приводит к ослаблению взаимодействия неоднородностей. При этих условиях начинает явно проявляться их дискретность и погрешность расчета, основанного на предположении однородности соединения, растет.

О степени приближения регулярно нагруженного участка связи к однородной линии можно наглядно судить по характеру переходного процесса в случае квазисогласования на ее конце с помощью сопротивления $R_2 = Z'_0$ (4.2)

На рис. 4.15 приведена форма нарастающей части напряжения во всех узлах показанной цепи связи, рассчитанная на вычислительной машине. Здесь же дана форма напряжений u_2 и u_3 (пунктиром) на концах однородной линии с параметрами Z'_0 , T'_0 , найденными по формулам (4.2). Очевидно, что в последнем случае напряжение в любой точке линии имеет форму, аналогичную форме входного сигнала. Графики подтверждают полученные выше выводы о том, что отличие в форме переходных процессов в регулярно нагруженной линии и ее схеме замещения максимально в начале цепи и минимально на конце.

МЕЖСХЕМНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОЙ ЛОГИКИ

5.1. ОСОБЕННОСТИ СХЕМ СОЕДИНЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ТТЛ

Логические схемы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), разработанные с учетом специфики интегральной технологии, нашли широкое применение, главным образом, благодаря удачному сочетанию в них повышенных скоростных свойств с относительно высокой помехоустойчивостью и небольшой мощностью потребления. Отставая по величине средней задержки на элемент от самых высокоскоростных логических схем на дискретных компонентах, наиболее быстродействующие схемы ТТЛ* приближаются к ним по средней задержке на логический уровень, измеренной в условиях системы. Это, в известной степени, связано с уменьшением общих габаритов устройства на интегральных схемах и, следовательно, сокращением средней длины межсхемных соединений.

Однако вследствие короткого времени переключения логических элементов ТТЛ, существующими методами компоновки не удается исключить влияние монтажа на работоспособность схем. При проектировании устройств нередко оказывается необходимым учитывать дополнительные к схемным нагрузкам реактивности соединений (отношение $q = 2T_{0l}/t_{\phi}$ может составлять 0,4—0,5). Заметное воздействие монтажных связей на процессы в системе проявляется в виде перекрестных помех. Последнее обусловлено усилением

* Наиболее высокие показатели быстродействия, близкие по параметрам к интегральным схемам с объединенными эмиттерами, имеют элементы ТТЛ с применением антинасыщающих диодов Шоттки.

взаимной связи между соединениями, вызванным ростом плотности размещения схем.

По уровню быстродействия схемы, построенные на элементах типа ТТЛ, находятся в промежуточном диапазоне между сравнительно низкочастотными схемами, допускающими обычный проводной или печатный монтаж на двусторонних платах, и высокочастотными схемами, требующими применения полностью или частично экранированных линий передачи с контролируемым волновым сопротивлением. Указанная особенность приводит к необходимости тщательного анализа взаимодействия элементов и связей в каждом конкретном случае и выполнения специальных требований по монтажу проектируемого устройства. Нерациональный выбор типа и конструкции соединений может существенно повлиять на основные характеристики или стоимость разрабатываемой системы.

В результате непродуманного использования упрощенной конструкции массовых связей устройство может оказаться практически неработоспособным с заданными параметрами из-за повышенного уровня помех. С другой стороны, при недостаточно аргументированном применении высококачественного монтажа может неоправданно возрасти стоимость системы, заметно увеличивающаяся при переходе к линиям связи специальной конструкции [60].

Ряд особенностей элементов ТТЛ, в частности сильная нелинейность входных и выходных импедансов и зависимость их величины от логического состояния схемы, затрудняет создание эффективных условий для неискаженной передачи сигналов в межсхемных соединениях. Вследствие высокоомности импедансов элементов ТТЛ, являющихся нагрузками линий, существенно увеличиваются взаимные наводки в близко расположенных несогласованных соединениях.

Снижение быстродействия и повышение уровня помех — не единственные эффекты, обусловленные пере-

ходными процессами в связях; колебания, образующиеся на вершине передаваемого по длинной линии импульса, могут создавать кратковременные перенапряжения нерабочей полярности на входе элемента, которые способны серьезно нарушить работу логической схемы или вообще вывести ее из строя.

При разработке узлов на схемах ТТЛ приходится учитывать дополнительную составляющую помехи, возникающую вследствие характерных для элементов ТТЛ «всплесков» тока питания при их переключении.

Значительные по величине токи нагрузки рассматриваемых элементов (15—20 мА при максимальном количестве нагрузок), переключаемых с высокой скоростью, могут развивать заметное напряжение помехи на индуктивностях шин питания и линий связи. Помеха этого типа особенно существенна, когда она образуется в линии передачи, обладающей, как правило, сравнительно большой удельной индуктивностью (не менее 2—3 нГ/см). Такая помеха характерна для длинных управляющих цепей, обслуживающих многоуровневые схемы.

Исследование соединений и формулирование требований к их параметрам затрудняется вследствие значительного разброса времени переключения элементов ТТЛ, которое обычно не нормируется в технических условиях. Кроме того, без дополнительных измерений не удастся не только определить, но и оценить динамическую помехоустойчивость элементов, так как изготовитель обычно не указывает минимальные значения задержки включения и выключения схемы.

Дальнейшее описание проводится на примере цепей связи элементов ТТЛ со сложным инвертором (рис. 5.1) *, характеризующихся умеренными показателями по быстродействию: $t_{ф\text{ ср}} = 10$ нс, $t_{з\text{ ср}} = 15$ нс.

* Подробное описание работы элемента ТТЛ можно найти в литературе, например [29].

5.2. ОТРАЖЕНИЯ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Определение формы импульса, передаваемого по линии связи между элементами ТТЛ, проведем графическим методом (см. § 2.4), разработанным Л. Бергероном [22]. На рис. 5.2 представлены типичные вход-

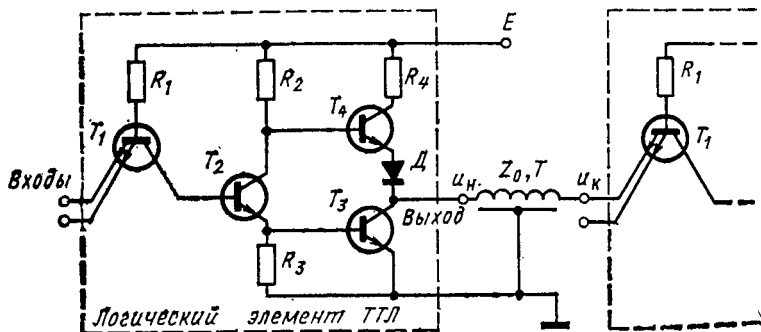


Рис. 5.1. Цепь связи элементов типа ТТЛ.

ная и выходные (в логическом состоянии «1» и «0») вольт-амперные характеристики логического элемента и показано построение формы переходного процесса в линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом и длиной 40 см ($T_0 = 6,5$ нс/м).

Переднюю часть импульса на выходе логического элемента, который переключается из низкого логического состояния «0» в высокое состояние «1», будем называть положительным фронтом выходного напряжения. Фронт напряжения, образующийся при обратном переключении элемента, в соответствии со знаком произвольной функции будем считать отрицательным. Характерным для положительного фронта напряжения в конце соединения является увеличение его длительности. Колебания на вершине импульса вследствие высокоомности конечных сопротивлений линии отсутствуют.

О степени искажения положительного фронта удобно судить по значениям $\Delta t_{св}$ и $\Delta t_{восст}$, измеренным соответственно на уровнях 0,5 и 0,95 амплитуды импульса (рис. 5.2,б). Величина $\Delta t_{св}$ характеризует задержку

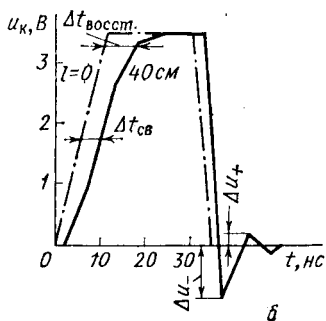
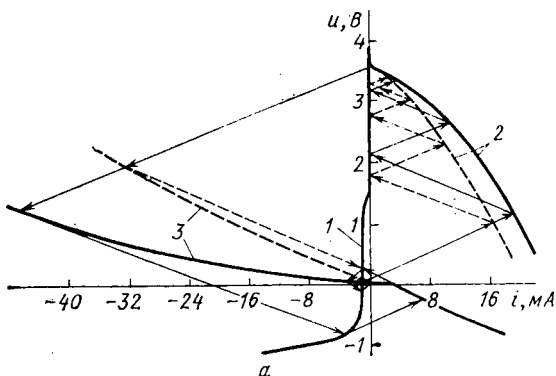


Рис. 5.2. Графический расчет (а) и форма напряжения u_k на конце линии (б) типичной цепи связи элементов ТТЛ:

1 — входная характеристика; 2, 3 — выходные характеристики схемы в логическом состоянии «1» и «0» соответственно (сплошные линии) и схемы с согласующим сопротивлением $R = 40 \text{ Ом}$; $Z_0 = 50 \text{ Ом}$; $T_0 = 6,5 \text{ нс/м}$.

положительного фронта сигнала в линии связи. Она возрастает с удлинением соединения и увеличением разности между выходным импедансом элемента и волновым сопротивлением линии.

Затягивание процесса установления положительного фронта приводит к временному снижению, а иногда

к полной потере помехоустойчивости к отрицательной помехе логических элементов, расположенных в конце линии. Время восстановления помехоустойчивости $\Delta t_{\text{восст}}$ в длинных цепях может составлять заметную долю суммарной задержки на логический уровень, и его необходимо учитывать при расчете предельной частоты тактирующих импульсов.

На отрицательном фронте импульса возбуждаются колебания (рис. 5.2,б). Колебание отрицательной полярности Δu_- на одном из входов элемента может создавать на запертых по другим его входам $p-n$ -переходах многоэмиттерного транзистора напряжение, превышающее пробивное. Отрицательное входное напряжение способно вывести из нормального запертого состояния изолирующий диод подложки интегральной схемы, подключенный к коллектору многоэмиттерного транзистора. Появляющийся в результате дополнительный ток может вызвать значительное увеличение задержки t_{10} , переключения элемента из логического состояния «1» в состояние «0» [61].

Положительное колебание Δu_+ на отрицательном перепаде импульса, передаваемого по длинной линии, может намного увеличить суммарную помеху в цепи и привести, в результате, к ложному срабатыванию схемы.

Рассмотрим зависимость искажения передачи от длины соединения при наихудшем соотношении между вольт-амперными характеристиками элемента и волновым сопротивлением линии Z_0 . Вид характеристик определяется технологическим разбросом параметров интегральных схем, зависит от напряжения питания и изменяется с изменением температуры. На форму передаваемого импульса влияет число логических элементов, расположенных в начале (N_n) и конце (N_k) линии и представляющих нагрузки для заданного элемента. Диапазон значений Z_0 практически применяемых линий составляет 50—150 Ом.

Искажение положительного фронта максимально в цепи связи логического элемента с наиболее высокоомным выходным импедансом, работающего на единственный элемент-нагрузку, имеющий высокоомный входной импеданс и подключенный к концу соединяющей их линии ($N_H=0$, $N_K=1$). Наихудшие условия создаются при минимально допустимом напряжении питания и пониженной температуре. Длительность по-

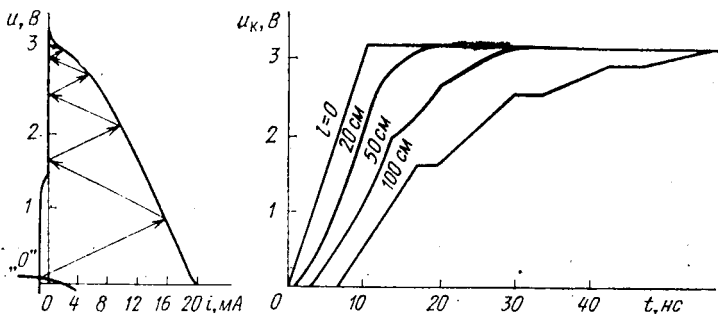


Рис. 5.3. Определение максимального искажения положительного фронта импульса на конце линии ($Z_0=50$ Ом, $T_0=6,5$ нс/м) различной длины.

ложительного фронта напряжения u_k на конце линии возрастает с уменьшением ее волнового сопротивления.

Построение нарастающей части переходного процесса, замедленного вследствие неблагоприятного сочетания указанных факторов, показано на рис. 5.3. Видно, что дополнительная задержка импульса $\Delta t_{св}$ для линий средней протяженности (до 50 см) может составлять 50% и более собственной задержки логического элемента ($t^{01}_з$), переключающегося из логического состояния «0» в состояние «1». Установление полной амплитуды переданного импульса затягивается на время, близкое к $t^{01}_з$. В длинных соединениях (до 1 м) задержка распространения импульса в связи

может превысить задержку элемента, а помехоустойчивость восстанавливается лишь за $(3-4) t_{0.3}$.

Степень искажения отрицательного фронта передаваемого импульса максимальна, если логический элемент, обладающий низкоомным выходным импедансом, работает на максимальное число элементов с высокоомными входными импедансами, причем большинство нагрузок располагается в начале линии ($N_{\text{н}} = N_{\text{н макс}} - 1$), а одна из них — на конце ($N_{\text{к}} = 1$). Условия для передачи отрицательного перепада наилучшие, когда линия связи высокоомна, напряжение питания интегральных схем повышено, а температура окружающей среды высокая. Величина отрицательного выброса сильно зависит от характеристики изолирующего диода подложки интегральной схемы и параметров насыщенного многоэмиттерного транзистора.

На рис. 5.4 представлены результаты графического расчета спадающей части импульса на конце линии передачи с волновым сопротивлением $Z_0 = 150 \text{ Ом}$ ($T_0 = 5 \text{ нс/м}$) и длиной $l = 0, 20, 50, 100 \text{ см}$. Удлинение соединения до значения $l = 0,5 \text{ м}$, при котором удвоенная электрическая длина равна длительности фронта ($2T_0 l / t_{\text{ф}} = 1$), приводит к росту амплитуды отрицательного Δu_- и положительного Δu_+ колебаний. При дальнейшем увеличении l происходит только расширение нежелательных импульсов без изменения их амплитуды.

Положительное колебание в линии длиной $l = 1 \text{ м}$ (рис. 5.4) имеет настолько большую длительность, что воспринимается элементом на конце линии как статическая помеха. Учитывая, что ее амплитуда превышает допустимое для элементов ТТЛ значение (около 400 мВ), следует сделать вывод о недопустимости применения несогласованных линий такой длины.

Вопрос о допустимой длине несогласованных соединений является достаточно важным при проектировании реальной системы. Его решение может повлиять

на конструкцию, потребляемую мощность и стоимость разрабатываемого устройства.

Выбор предельной длины зависит от допустимой степени искажения передаваемых сигналов* и связанной с этим потерей быстродействия системы, а также

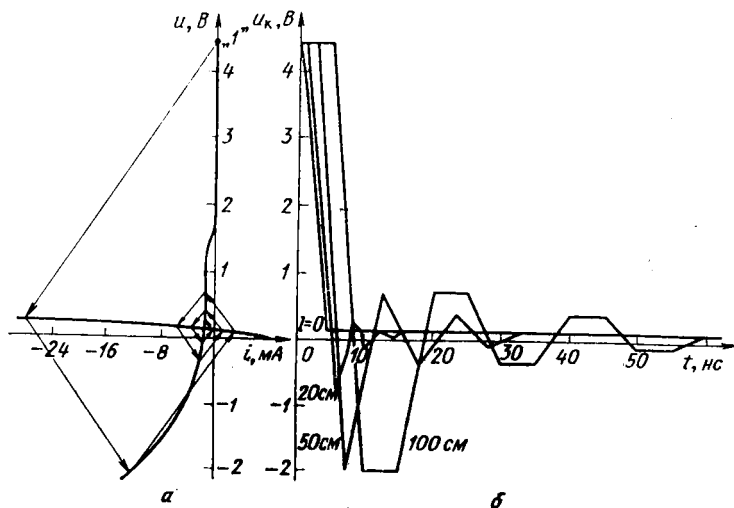


Рис. 5.4. Определение максимального искажения отрицательного фронта напряжения u_k при различной длине линии с $Z_0=150$ Ом; $T_0=5$ нс/м.

от конструктивных и технологических возможностей ее изготовления, учитывающих достигнутый уровень интеграции логических элементов в одном корпусе интегральной схемы и плотности размещения корпусов на объединительной печатной плате.

* Важно также знать, какую часть суммарного искажения сигнала в цепи можно считать предельно допустимой для искажений рассматриваемого типа.

Наиболее оптимальным решением при разработке надежных и достаточно быстродействующих устройств, построенных на элементах типа ТТЛ, является выбор допустимой длины несогласованных соединений, равной 40—50 см. Несмотря на то, что в худшем случае искажение формы сигналов в таких линиях может быть существенным (рис. 5.3, 5.4), подобный подход дает возможность значительно ослабить требования к электрическим характеристикам соединений и точности их изготовления. При этом достигается полезный со многих точек зрения эффект, когда все внутренние связи основной конструктивной единицы — блока выполняются только несогласованными соединениями, а для всех межблочных связей принимаются специальные меры по их согласованию.

Реальная потеря быстродействия схем из-за применения линий связи без согласующих сопротивлений длиной до 0,5 м, оценивается величиной не более 10—15%, причем из-за несогласованности теряется только 7—10%, что вполне приемлемо во многих случаях.

Рассмотрим несколько известных методов уменьшения искажений в длинных связях.

Улучшение передачи отрицательного фронта сигнала достигается с помощью фиксирующего диода, подключаемого анодом на землю в конце линии. Уменьшение колебаний на вершине импульса в линии длиной $l=1,5$ м, волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом (кабель) и $Z_0=120—140$ Ом («скрутка») проиллюстрировано на осциллограммах (рис. 5.5). Вследствие высокоомности фиксирующего диода его влияние проявляется особенно эффективно в линии с большим волновым сопротивлением (рис. 5.5,б). Применение рассматриваемого метода целесообразно для соединений протяженностью не более 1—1,5 м.

Для передачи импульсов на более дальние расстояния используются линии, согласованные на передающем конце с помощью включенного последовательно

сопротивления R (рис. 5.6,а). Величина R берется такой, чтобы в сумме с усредненным выходным импедансом логического элемента в состоянии «0» она была близка к волновому сопротивлению линии. При этом условии колебательный процесс на отрицательном перепаде сигнала заметно затухает. Однако искажение положительного фронта, вызванное увеличением рассогласования, усиливается.

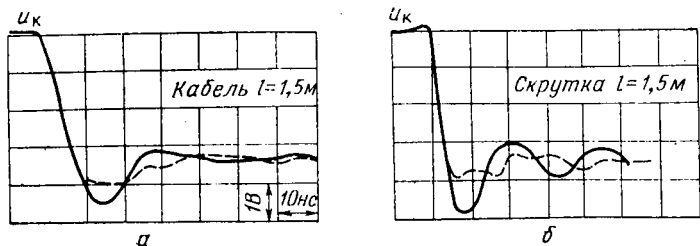


Рис. 5.5. Улучшение отрицательного фронта с помощью фиксирующего диода в кабеле с $Z_0=50$ Ом (а) и «скрутке» с $Z_0=120-140$ Ом (б).

На рис. 5.2,а штриховыми линиями показано построение, определяющее переходный процесс в последовательно согласованной связи с волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом и $R=40$ Ом. Результаты графического расчета напряжений u_n , u_k на концах линии длиной $l=2$ м в цепи без применения согласующего сопротивления и при согласовании с помощью $R=40$ Ом даны на рис. 5.6,б, в. Из сравнения формы импульсов на конце линии следует, что при последовательном согласовании колебания на отрицательном перепаде практически отсутствуют, а задержка и длительность восстановления положительного фронта возрастают на 20—30%.

Задержка отрицательного фронта импульса в начале последовательно согласованной линии (рис. 5.6,в)

возрастает на величину $2T_0l$. Таким образом, несмотря на близость к элементу-источнику, элементы-приемники, размещенные в начале длинного соединения, получают сигнал лишь через время $2T_0l$.

Этот принципиальный недостаток рассматриваемого метода согласования наряду с ограничениями на

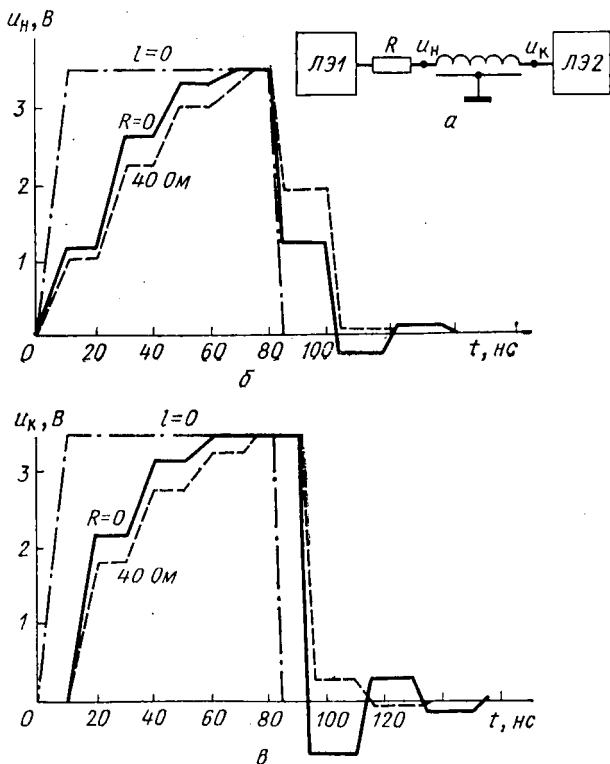


Рис. 5.6. Последовательное согласование линии с параметрами $Z_0=50 Ом$, $T_0=5 нс/м$; $l=2 м$:
 а — схема; б, в — напряжение в начале и конце линии.

количество нагрузок из-за смещения нижнего уровня выходного напряжения необходимо учитывать при разработке конкретной схемы соединений. В частности, близко расположенные к элементу-источнику нагрузки можно подключать непосредственно к его выходу. При размещении нагрузок на разных платах на это требуется дополнительная затрата контактов разъема.

Таким образом, при последовательном согласовании межсхемных соединений элементов ТТЛ значительно уменьшаются искажения отрицательного фронта напряжения в конце линии, но ухудшаются условия для неискаженной передачи положительного фронта. Его задержка, рассчитанная по уровню 0,5, может составлять (3—3,5) T_{0l} .

Указанный способ находит применение в цепях связи протяженностью не более 2,5—3 м. Сравнительно немногочисленные связи между более отдаленными схемами обычно осуществляются с помощью специальных более мощных элементов — кабельных усилителей, способных работать на линии, согласованные с параллельно включенным на конце сопротивлением. При таком способе согласования передача обоих фронтов выходного импульса выполняется с наименьшими искажениями.

Применение подобных усилителей для улучшения передачи сигнала в более коротких и, как правило, более многочисленных соединениях, нецелесообразно из-за большой собственной задержки и увеличенной затраты мощности в них. Кроме того, из-за значительных токов сигнала и мощных импульсных токов питания эти элементы и их внешние соединения в момент переключения становятся источниками сильных помех в системе. Поэтому при массовом использовании кабельных усилителей возникают сложные проблемы их рационального размещения и разводки линий связи и шин питания.

5.3. ПЕРЕКРЕСТНЫЕ ПОМЕХИ

Методика анализа

Из всех искажающих факторов наиболее серьезную проблему при монтаже интегральных схем ТТЛ представляют перекрестные помехи в линиях связи. Их значительное влияние обусловлено высокой плотностью компоновки схемных модулей и такими особенностями коммутационных цепей, как высокоомность схем на передающем (элемент в логическом состоянии «1») и приемном концах соединения, большая крутизна переключаемых напряжения и тока сигнала, конечная вероятность обнаружения в критической по помехам цепи схем с существенно пониженной, по сравнению с нормальной, импульсной помехоустойчивостью. Достоверные расчетные данные о предполагаемой степени взаимодействия линий связи в проектируемой системе играют решающую роль при выборе типа и допустимой длины межсхемных соединений, определяют требования к основным конструктивным элементам монтажа: печатным платам, внутри- и межблочным разъемам, переходам печать — кабель и т. д.

Решение дифференциальных уравнений (1.8), описывающих переходные процессы во взаимодействующих линиях передачи, вызывает в данном случае значительные трудности. Трудности математического характера связаны с громоздкостью самих вычислений, учитывающих распределенные параметры соединений, конечный фронт возмущения и нелинейные граничные условия.

Ясно, что ценность столь трудоемкого решения во многом будет зависеть от точности измерения исходных параметров задачи. Однако экономически целесообразный подход к проектированию устройств на схемах ТТЛ допускает значительный разброс параметров цепей связи (таких, как волновое сопротивление и величина взаимной связи линий, статические и

динамические характеристики логических элементов и т. д.). Поэтому проведение точного расчета практических систем связи нерационально.

Более целесообразным следует считать приближенный расчет перекрестных помех, основанный на разумных допущениях, в значительной степени упрощающих исходные уравнения. Такой подход позволяет относительно просто определить наиболее критические варианты схем соединений, произвести оценочный расчет наводки в любом из них, сравнить между собой различные конструкции линий. При этом измеряются интегральные параметры всего соединения и не учитывается изменение волнового сопротивления и характеристик взаимной связи по длине, например, при переходе от одного вида связи к другому (печатная линия, разъем, скрутка).

Вместо нелинейных характеристик логических элементов используются параметры, усредненные в диапазоне изменения воздействующих напряжений. Полученные таким образом линейные эквиваленты входного и выходного сопротивлений элемента представляют в схеме для расчета помехи оконечные нагрузки пассивной линии.

Описанный подход предполагает экспериментальную проверку основных результатов с целью уточнения полученных при расчете ограничений на связи интегральных схем.

Обоснованием допустимости линеаризации входных и выходных характеристик логических элементов в пассивной линии служат сравнительно небольшие (из-за низкого уровня допустимых помех) отклонения рабочей точки от своего статического положения.

Входное сопротивление высокоомно при высоком и низком уровнях напряжения сигнала на входе элемента и составляет $R_{вх} > 1$ кОм.

Усредненное выходное сопротивление $R_{вых}$ («1») элемента в логическом состоянии «1» зависит от вы-

ходного уровня напряжения и величины помехи. Измерения показывают, что при изменении высокого уровня выходного напряжения в диапазоне 2,4—4,5 В и амплитуде помехи 0,3—1,5 В его значение не выходит за пределы $R_{\text{вых}} («1») = 100—200 \text{ Ом}$.

При низком уровне выходного напряжения (логическое состояние «0») усредненное выходное сопротивление для импульса помехи более низкоомно и составляет $R_{\text{вых}} («0») = 15—30 \text{ Ом}$. Следует отметить, что указанная величина характеризует динамическое выходное сопротивление. Статическое сопротивление обычно в 2—3 раза меньше.

На рис. 5.7 представлены осциллограммы, показывающие достаточно близкое совпадение формы и амплитуды реальной помехи (рис. 5.7,а) и наводки, наблюдаемой при замещении логических элементов в пассивной линии сопротивлениями $R_{\text{н}} = R_{\text{вых}} («1») = 110 \text{ Ом}$ и $R_{\text{вх}} = R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$ (рис. 5.7,б). (Параметры соединения: печатные линии $l = 30 \text{ см}$; $w = s = h = 0,5 \text{ мм}$; $C_{\text{в0}} = 0,25 \text{ пФ/см}$; $C_0 = 1,5 \text{ пФ/см}$.)

Переход к сосредоточенным параметрам в расчетной схеме взаимосвязанных соединений правомерен при сравнительно коротких линиях ($2T_{0l}/t_{\text{ф}} \leq 0,4—0,5$) и при условии слабого взаимодействия между ними

$$C_{\text{в}} \frac{\partial u^{\text{н}}}{\partial t} \ll C \frac{\partial u^{\text{а}}}{\partial t}; L_{\text{в}} \frac{\partial i^{\text{н}}}{\partial t} \ll L \frac{\partial i^{\text{а}}}{\partial t}.$$

Практически при коэффициенте взаимной помехи менее 30% рассматриваемый подход справедлив для соединений протяженностью не более 20—40 см в зависимости от типа и количества взаимодействующих линий.

Оценим погрешность приближенного расчета схемы (рис. 5.7,а) при замещении взаимодействующих линий сосредоточенными реактивными элементами, основываясь на результатах, изложенных в гл. 3. Будем считать, что в пассивной линии поддерживает-

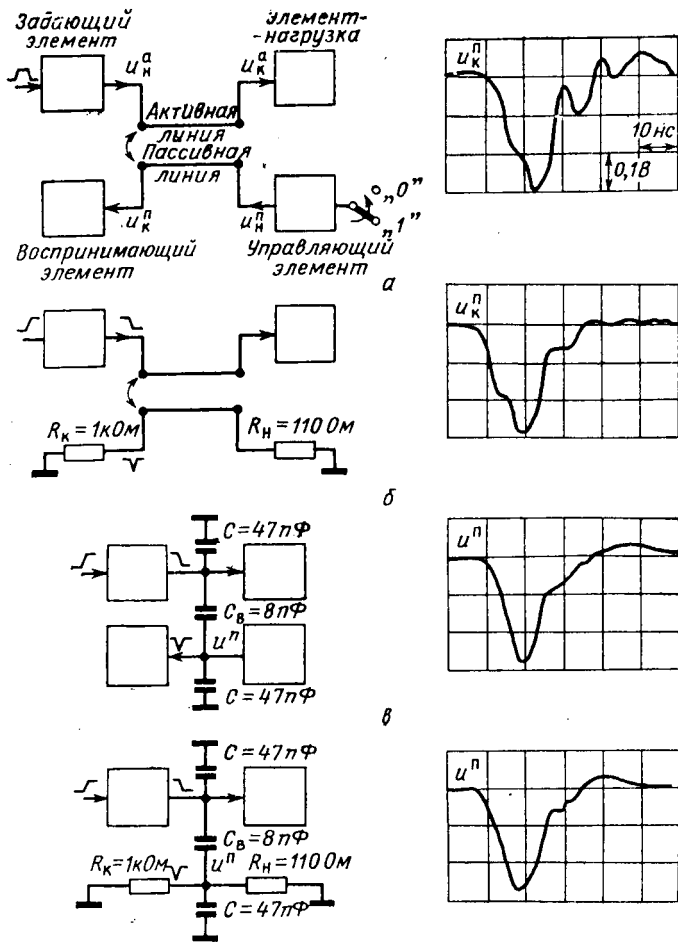


Рис. 5.7. Схемы соединения и осциллограммы перекрестной помехи:

а — взаимодействующие цепи связи элементов ТТЛ с полосковыми линиями; б — при линеаризации характеристик логических элементов в пассивной линии; в — при замещении емкостных реактивностей линий сосредоточенными эквивалентами; г — при замещении линий и логических элементов соответствующими эквивалентами их.

ся высокий уровень напряжения сигнала (управляющий элемент находится в логическом состоянии «1»). Поскольку выполняются условия $R_{\text{вых}}(\text{«1»}) > Z_0$ и $R_{\text{вх}} \gg Z_0$, для расчета максимальной ошибки можно принять, что коэффициенты отражения равны $K_{o1} = 0$; $K_{o2} = 1$, и вычислять ее по формуле: $\delta\Theta_d = \sqrt{1 + 3q^2} - 1$ (см. § 3.2). Отсюда величина интегральной погрешности $\delta\Theta_d$ составляет (20—25%). Практически ошибка всегда меньше, что подтверждается, например, сравнением осциллограмм напряжения в схеме (рис. 5.7, в) с формой реальной помехи (рис. 5.7, а).

На рис. 5.7, г дана приближенная схема цепи связи, показанной на рис. 5.7, а, в которой взаимодействующие линии передачи заменены сосредоточенными эквивалентами. Влияние индуктивной составляющей можно не учитывать ввиду небольшой величины переключаемого тока в активной линии. Резисторы в пассивной цепи моделируют вход воспринимающего помеху логического элемента и выход управляющего элемента. О том, насколько точно приближенная схема отображает реальный процесс взаимодействия линий, можно судить по приведенным здесь же осциллограммам напряжения помехи. Импульсы помехи в обоих случаях достаточно близки по форме и амплитуде.

Перечислим основные допущения, позволяющие проводить качественный анализ и количественную оценку процессов в связанных линиях, соединяющих элементы ТТЛ:

- 1) взаимная связь между линиями слабая*;
- 2) входное и выходное сопротивления логических элементов в диапазоне изменения напряжения максимальной помехи линейны;
- 3) длина участка взаимодействия невелика ($q = 2T_{0l}/t_{\phi} \leq 0,5$).

* Это условие для уравнений (1.8), описывающих взаимодействие двух линий, выполняется при $K_{\text{пом}} \leq 8-10\%$ (см. § 3.8).

При анализе перекрестных помех методологически удобно разделить весь набор применяемых в схемах ТТЛ типов соединений на высокоомные, когда $Z_0 \geq 75 \text{ Ом}$, и низкоомные $Z_0 < 75 \text{ Ом}$.

К высокоомным связям отнесем печатные линии в платах без экранирующего слоя, открытые проводные линии, соединения скрученными проводами (скрутка), неэкранированные разъемы. Для определения класса комбинированной связи, содержащей различные типы линий, можно ориентироваться по значению

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(L_1 + L_2 + \dots)}{(C_1 + C_2 + \dots)}},$$

где L_1, L_2, \dots ; C_1, C_2, \dots — величины реактивностей соответствующих участков соединения.

При условии слабой взаимосвязи собственные реактивности C^a, L^a активной линии можно считать несущественными для процессов в линии, воспринимающей помеху ($C^a \approx 0$; $L^a \approx 0$). Анализ высокоомных соединений можно проводить, пренебрегая собственной емкостью пассивной линии ($C^p \approx 0$).

При обычно выполняющемся в реальных схемах условии $L^p / (R_{вх} + R_{вых}) \ll t_{\phi}$ влияние собственной индуктивности пассивной линии на величину перекрестной наводки мало, и ее можно также исключить из приближенной расчетной схемы ($L^p \approx 0$).

С учетом указанных допущений слагаемыми

$$C_{в0} \frac{\partial u^p}{\partial t}, L_{в0} \frac{\partial i^p}{\partial t}, C_0 \frac{\partial u^p}{\partial t}, L_0 \frac{\partial i^p}{\partial t}$$

в уравнениях (1.8) можно пренебречь. На основе упрощенной системы уравнений легко составить предельно простую расчетную схему (рис. 5. 8, б), приближенно описывающую процесс взаимодействия высокоомных линий связи в цепи на рис. 5. 8, а.

Если фронт напряжения в активной линии имеет линейную форму и выполняется условие $C_{\text{в}}R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}/(R_{\text{вх}}+R_{\text{вых}}) \leq t_{\text{ф}}/2,5$, то амплитуда помехи на левом ($U_{\text{лев}}^{\text{п}}$) и правом ($U_{\text{пр}}^{\text{п}}$) конце пассивной линии определяется

$$U_{\text{лев}}^{\text{п}} = \frac{R_{\text{лев}}R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} C_{\text{во}} l \frac{U^{\text{а}}}{t_{\text{фи}}} + \frac{R_{\text{лев}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} L_{\text{во}} l \frac{I^{\text{а}}}{t_{\text{фи}}}, \quad (5.1)$$

$$U_{\text{пр}}^{\text{п}} = \frac{R_{\text{лев}}R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} C_{\text{во}} l \frac{U^{\text{а}}}{t_{\text{фи}}} - \frac{R_{\text{пр}}}{R_{\text{лев}} + R_{\text{пр}}} L_{\text{во}} l \frac{I^{\text{а}}}{t_{\text{фи}}}.$$

Здесь $R_{\text{лев}}$, $R_{\text{пр}}$ — эквивалентные сопротивления на левом и правом концах пассивной линии; $U^{\text{а}}$, $I^{\text{а}}$, $t_{\text{фи}}$, $t_{\text{фи}}$ — перепады напряжения и тока в активной линии и длительности их фронтов.

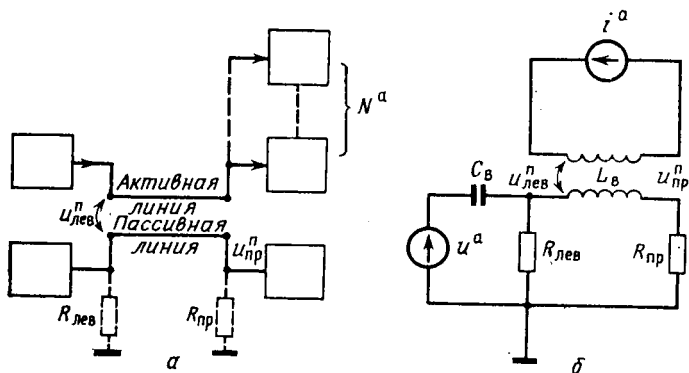


Рис. 5.8. Взаимодействующие цепи (а) и приближенная схема для расчета взаимной помехи между высокоомными линиями (б).

Выражения (5.1) позволяют оценить помеху на любом конце пассивной линии независимо от расположения в ней управляющего элемента и элемента-нагрузки. Практический интерес представляет расчет

помехи только на входе элемента. Поэтому анализируются лишь два варианта включения элементов в активной и пассивной линиях: встречное ($R_{\text{лев}} = R_{\text{вх}}$; $R_{\text{пр}} = R_{\text{вых}}$) и согласное ($R_{\text{лев}} = R_{\text{вых}}$; $R_{\text{пр}} = R_{\text{вх}}$), описываемые соответственно первым и вторым равенством (5. 1).

В выражения (5. 1) вошли параметры всех основных факторов, влияющих на характер, амплитуду и полярность помехи, а именно: степень емкостной и индуктивной взаимосвязи, определяемая конструкцией линий, динамические характеристики элементов, их количество, логическое состояние и взаимное расположение в пассивной линии. Несмотря на приближенный характер этих соотношений, они оказываются весьма полезными для установления критических условий, при которых помеха наиболее опасна для схемы.

Используя выражения (5. 1), удастся сразу и значительно ограничить число возможных вариантов соединения схемных элементов, подлежащих анализу. В частности, из них следует, что суммарная помеха максимальна, когда управляющий элемент в пассивной линии работает на одну нагрузку, расположенную на ее левом конце. Ниже будут установлены и количественные соотношения между амплитудами помех в различных ситуациях.

Важным является вопрос о типе преобладающей наводки в различных случаях. Согласно (5. 1) наиболее благоприятные условия для емкостной связи реализуются при большой крутизне переключаемого напряжения $U^a/t_{\phi u}$ и высокоомных сопротивлениях на концах пассивной линии. Значение $U^a/t_{\phi u}$ максимально при отрицательном перепаде, так как длительность его фронта в элементах ТТЛ заметно короче, чем положительного (приблизительно можно считать, что $t_{-ф} \approx 0,5t_{+ф}$). В то же время отрицательная помеха в соответствии с полярностью перепада нежелательна, когда управляющий элемент в пассивной линии

находится в логическом состоянии «1» и, следовательно, величина $R = R_{\text{ВХ}}R_{\text{ВЫХ}} / (R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}})$ велика.

Уровень положительной емкостной помехи, образуемой сравнительно длительным положительным перепадом и уменьшенной за счет низкоомности пассивной цепи (логический уровень «0»), значительно ниже (практически на порядок) отрицательной наводки.

Максимальная индуктивная связь осуществляется при наибольшей крутизне токового перепада $I^a/t_{\Phi i}$ и минимуме суммарного сопротивления $R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}$. Поскольку сумма $R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}$ мало зависит от логического состояния управляющего элемента в пассивной линии [так как $R_{\text{ВХ}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$ («0») и $R_{\text{ВХ}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$ («1»)], уровень помехи определяется только первым фактором и высок при работе задающего элемента в активной линии (рис. 5. 8, а) на максимальное число нагрузок N^a .

Соотношение между амплитудами обеих наводок независимо от варианта включения элементов определяется как

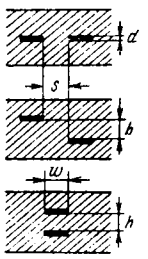
$$\frac{U_C}{U_L} = \frac{C_{\text{в0}}}{L_{\text{в0}}} \frac{t_{\Phi i}}{t_{\Phi u}} \frac{U^a}{I^a} R_{\text{ВЫХ}}. \quad (5.2)$$

Вследствие того, что переход эмиттер — база входного транзистора элемента ТТЛ запирается раньше окончания управляющего напряжения, длительность токового перепада во входной цепи заметно короче фронта напряжения. Отношение $t_{\Phi i}/t_{\Phi u}$ можно принять равным 0,5, что близко к практической величине. С учетом того, что $U^a/I^a \approx 3\text{В}/1,5 \text{ мА} \cdot N^a = 2/N^a [\text{кОм}]$, равенство (5. 2) можно записать

$$\frac{U_C}{U_L} \approx \frac{C_{\text{в0}} [\text{пФ/см}]}{L_{\text{в0}} [\text{нГ/см}]} \frac{R_{\text{ВЫХ}} [\text{Ом}]}{N^a}. \quad (5.3)$$

Отсюда видно, что соотношение между амплитудами емкостной и индуктивной помех в соединениях

Таблица 5.1

Параметры соединений			Параметры цепи			связи		Соотношения между амплитудами помех			
Конструкция	Размер, мм	$\frac{C_{во}}{L_{во}}$, (пФ/нГ)	Номер варианта цепи	Число нагрузок N^a	Логический уровень управляющего элемента в пассивной линии	$R_{вхл}$, Ом	Полярность перепада напряжений в активной линии	$\frac{U_C}{U_L}$	$\frac{U_L}{U_L(1; \cdot 1^*)}$	$\frac{U_{согн}}{U_{встр}(1; \cdot 1^*)}$	$\frac{U_{встр}}{U_{встр}(1; \cdot 1^*)}$
	$w=0,5$	0,05—0,15	1	1	«1»	100—200	Отрицательная	10—20	1	0,8—0,9	1
	$s=0,5$		2	10	«1»	100—200	»	1—2	10	0—0,5	1,4—1,8
	$h=0,5$		3	10	«0»	15—30	Положительная	0,15—0,3	5	—(0,2—0,3)	0,3—0,5
	$d=0,05$		4	1	«0»	15—30	»	1,5—3	0,5	0,01—0,1	0,1

определенной конструкции зависит только от двух факторов: числа нагрузок в активной линии и выходного сопротивления управляющего элемента в пассивной линии.

В табл. 5.1 приведены результаты расчета отношения U_C/U_L для некоторых характерных конфигураций печатных соединений при различных сочетаниях указанных выше факторов*. Из нее следует, что в двух случаях (первый и третий варианты) наблюдается ярко выраженное преобладание одного из типов помехи, а в двух других — амплитуды обеих наводок могут быть одинаковыми или отличаться в 2—3 раза.

Оценку суммарного эффекта в каждом из рассматриваемых случаев удобно найти через отношение амплитуд соответствующих наводок к амплитуде навод-

ки $U_{встр}(1; \cdot 1^*)$ при встречном включении элементов во взаимодействующих линиях, когда $N^a=1$ и логический уровень «1». Искомые отношения можно записать в виде:

$$\frac{U_{встр}}{U_{встр}(1; \cdot 1^*)} = \frac{(U_C/U_L) + 1}{(U_C/U_L)(1; \cdot 1^*) + 1} \frac{U_L}{U_L(1; \cdot 1^*)},$$

$$\frac{U_{согн}}{U_{встр}(1; \cdot 1^*)} = \frac{(U_C/U_L) - 1}{(U_C/U_L)(1; \cdot 1^*) + 1} \frac{U_L}{U_L(1; \cdot 1^*)}. \quad (5.4)$$

Первый из сомножителей в обоих равенствах определяется через известные из табл. 5.1 значения U_C/U_L . Второй сомножитель, представляющий отношение соответствующих индуктивных помех, равен, по существу, нормированной к значению $I^a/t_{\Phi_i}(1; \cdot 1^*)$ крутизне переключаемого тока в рассматриваемом случае.

Рассчитанные таким образом нормированные зна-

* Диапазон отношения $C_{во}/L_{во}=(0,05—0,15)$ пФ/нГ найден путем измерения статических реактивностей.

чения индуктивной и суммарной помех помещены в табл. 5. 1.

Полученные данные указывают, что наибольшая индуктивная наводка наблюдается при максимальной нагрузке задающего элемента ($N^a=10$) и логическом уровне «1» в пассивной линии.

Сравнение результатов, приведенных в двух последних колонках таблицы, свидетельствует о том, что амплитуда помехи при встречном включении элементов в каждой из рассчитанных ситуаций больше, чем при согласном включении. Полярность наводки при встречном включении всегда совпадает с полярностью перепада напряжения в активной линии, в то время как при согласном включении она может изменяться на противоположную (третий вариант).

Таким образом, в соединениях рассматриваемых конфигураций помеха максимальна при $N^a=10$ и логическом уровне «1». Ее полярность отрицательная. Максимальная положительная наводка наблюдается при $N^a=10$ и логическом уровне «0». Несмотря на существенно меньшую амплитуду, она также может представлять серьезную опасность для схем вследствие пониженной помехоустойчивости элементов ТТЛ к положительным помехам.

Низкоомные линии

Введение в печатную плату металлизированных поверхностей, равномерно контактирующих с выводами питания и «земля» логических элементов, позволяет существенно снизить степень взаимодействия линий связи. Такой же эффект достигается при использовании экранированных разъемов, когда контакты «земля» распределены регулярно по всей длине соединителя и обеспечивают, следовательно, равномерное растекание обратных токов по поверхности экрана. Уменьшение помех здесь происходит как из-за экранирования смежных монтажных слоев в печат-

ных платах и рядов разъемных контактов, так и вследствие снижения волнового сопротивления соединений.

Приближенный анализ низкоомных линий ($Z_0 < 75$ Ом) можно проводить без учета собственной индуктивности пассивной линии ($L^п \approx 0$). Кроме того, при расчете положительной помехи, когда выходное сопротивление управляющего вентиля в пассивной линии мало, допустимо пренебрежение собственной емкостью линии ($C^п \approx 0$) и схемных емкостей ($C^{сх} \approx 0$), так как практически всегда справедливо неравенство $(C_в + C^п + C^{сх}) R_{вх} R_{вых} / (R_{вх} + R_{вых}) \leq t_{\Phi}^+ / 2,5$.

При определении отрицательной наводки в длинных соединениях значения $C^п$ и $C^{сх}$ следует учитывать. Схема для расчета помехи изображена на рис. 5. 9.

Максимальная величина суммарной отрицательной наводки при встречном включении элементов во взаимодействующих линиях оценивается по формуле

$$U_{встр} = \frac{R_{вых} (^{\ast}1^{\ast}) C_п}{t_{\Phi u}} U_a \left[1 - \exp \left(- \frac{t_{\Phi u}}{R_{вых} (^{\ast}1^{\ast}) (C_в + C)} \right) \right] + \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{вых} (^{\ast}1^{\ast})} \frac{L_r I_a}{t_{\Phi i}} \left[1 - \exp \left(- \frac{t_{\Phi i}}{R_{вых} (^{\ast}1^{\ast}) (C_в + C)} \right) \right]. \quad (5.5)$$

Здесь $R_{вых} (^{\ast}1^{\ast})$ — усредненное выходное сопротивление элемента в логическом состоянии «1»; $C = C^п + C^{сх}$ — суммарная емкость пассивной линии и схемных емкостей.

Введенные выше допущения позволяют приближенно вычислять положительную помеху по тем же формулам (5. 1), которые использовались для высокоомных линий. Выражения для расчета отрицательной наводки (5. 5) почти совпадают с ними [с точностью до близкой к единице величины

$$1 - \exp \left(- \frac{t_{\Phi}}{R_{вых} (^{\ast}1^{\ast}) (C_в + C)} \right)].$$

По этой причине соотношения между емкостной и индуктивной составляющими наводки, а также относительные значения суммарной помехи близки к приведенным в табл. 5.1 для линий с $Z_0 \geq 75$ Ом.

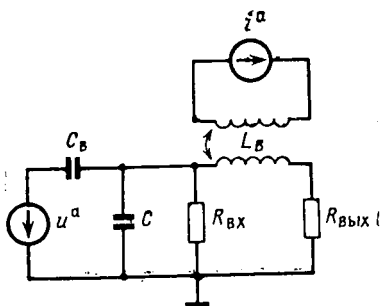


Рис. 5.9. Приближенная схема для расчета отрицательной взаимной помехи между низкоомными линиями.

Следовательно, выводы относительно критических вариантов связей, полученные выше, применимы и к схемам, соединенным низкоомными линиями. Некоторое количественное отличие связано лишь с изменением отношения $C_{в0}/L_{в0}$ в печатных линиях при наличии экрана. При конструктивном выполнении взаимодействующих связей в виде

пары печатных линий ($w=s=0,5$ мм), расположенных над металлизированным слоем на высоте $h=0,5$ мм ($C_{в0}/L_{в0}=0,25$ пф/нГ), диапазоны критических наводок равны

$$\frac{U_{встP}(10; \cdot 0^*)}{U_{встP}(1; \cdot 1^*)} = 0,13 - 0,35;$$

$$\frac{U_{встP}(10; \cdot 1^*)}{U_{встP}(1; \cdot 1^*)} = 1,15 - 1,35.$$

Основную долю отрицательной наводки при $N_a=10$ и логическом состоянии «1» согласно (5.3) составляет емкостная (в среднем около 75%).

Для сравнения различных вариантов конструкций печатных линий рассмотрим более подробно форму отрицательного импульса помехи. Анализ удобно провести на примере наиболее простого варианта

цепи (рис. 5.8,а) (1; «1»), когда ввиду явного преобладания емкостной составляющей наводки ($U_C/U_L=10-20$) эффектом индуктивной связи можно полностью пренебречь.

В предположении линейно нарастающего фронта напряжения u^a в активной линии выражение, описывающее форму помехи, имеет вид:

$$\bar{u}_{\text{встр}} = \frac{u_{\text{встр}}}{U_a} = \begin{cases} \frac{RC_{\text{в0}}l}{t_{\Phi}} (1 - e^{-t/\tau}) & \text{при } t \leq t_{\Phi}, \\ \frac{RC_{\text{в0}}l}{t_{\Phi}} (-1 + e^{t_{\Phi}/\tau}) e^{-t/\tau} & \text{при } t > t_{\Phi}, \end{cases} \quad (5.6)$$

где $R = R_{\text{вх}}R_{\text{вых}}/(R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}})$; $\tau = R(C_{\text{в0}}l + C)$; $C = C_0l + C_{\text{сх}}$.

Напряжение помехи достигает своего амплитудного значения, равного коэффициенту помехи $u_{\text{встр макс}} = K_{\text{пом}}$, в момент $t = t_{\Phi}$. При условии $3\tau < t_{\Phi}$ экспоненту в первом равенстве (5.6) можно опустить. При $\tau > t_{\Phi}$ выражение для $K_{\text{пом}}$ также упрощается, если разложить экспоненциальный член в ряд. В результате имеем

$$K_{\text{пом}} = \begin{cases} \frac{RC_{\text{в0}}l}{t_{\Phi}} & \text{при } 3R(C_{\text{в0}}l + C) < t_{\Phi}, \\ \frac{1}{1 + C_0/C_{\text{в0}}} & \text{при } R(C_{\text{в0}}l + C) > t_{\Phi}. \end{cases} \quad (5.7)$$

Отсюда следует, что при сравнительно небольшом участке взаимодействия между линиями (или длительном фронте сигнала) форма отрицательной помехи приближается к прямоугольной, а амплитуда не

зависит от собственной емкости соединения и прямо пропорциональна его длине. Максимальная наводка в длинных соединениях (или при коротком фронте сигнала) фактически не зависит от протяженности и диэлектрической постоянной материала линии и определяется только соотношением между собственной и взаимной погонными емкостями. С удлинением соединения увеличивается длительность помехи.

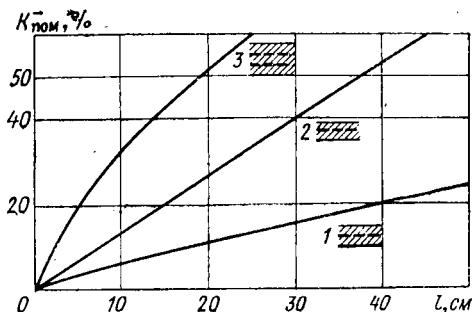


Рис. 5.10. Влияние конструкции и длины взаимосвязанных линий на коэффициент отрицательной помехи ($w=s=h=0,5$ мм; $\epsilon=5$; $t_{\text{ф}}=10$ нс; $R_{\text{вых}}=150$ Ом).

Определим, насколько снижается уровень перекрестных помех между соединениями элементов ТТЛ при введении в печатную плату металлизированного слоя, выполняющего функцию электромагнитного экрана. Уменьшение относительной амплитуды наводки между линиями, расположенными на одном слое в плате с экраном ($K_{\text{пом1}}$), по сравнению с безэкранной конструкцией* ($K_{\text{пом2}}$) можно оценить по фор-

* Предполагается, что линии в соседнем печатном слое расположены ортогонально по отношению к рассматриваемой и поэтому при оценке связи ими можно пренебречь.

муле, полученной на основе приведенных выше выражений:

$$F = \frac{K_{\text{ПОМ}2}}{K_{\text{ПОМ}1}} = \frac{\kappa_2}{\kappa_1} \frac{1 - \exp(-1/\kappa_2)}{1 - \exp\left[-\frac{1}{\kappa_1(1 + C_0/C_{B1})}\right]},$$

где

$$\kappa_1 = \frac{RC_{B1}l}{t_{\Phi}}; \quad \kappa_2 = \frac{RC_{B2}l}{t_{\Phi}}.$$

Расчет эффективности действия экрана в конструкции 1 (рис. 5.10), проведенный для печатных линий длиной 5—40 см ($R=150$ Ом, $t_{\Phi}=10$ нс), показывает,

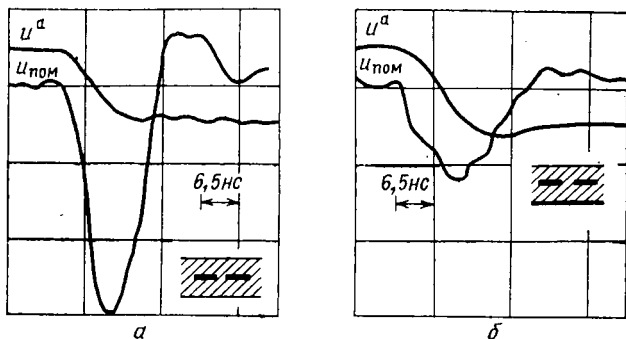


Рис. 5.11. Форма отрицательной наводки между высокоомными (а) и низкоомными (б) линиями:

$w=s=h=0,5$ мм; $\epsilon=5$; $N_a=1$; u^a : 3 В/дел; $u_{\text{ПОМ}}$: 0,3 В/дел.

что уровень помех снижается в 2—2,5 раза по сравнению с безэкранной конструкцией 2. На рис. 5.11 даются осциллограммы реальных помех, иллюстрирующие эффект введения экрана при воздействии одной активной линии. Следовательно, допустимая длина печатных линий в плате без металлизированного слоя, по крайней мере, в 2 раза меньше, чем в конструкции 1. Безэкранные печатные платы типа 2 (рис. 5.10) нахо-

дят применение в низкоскоростных устройствах, построенных на интегральных схемах ТТЛ с невысокой плотностью монтажа, когда для их объединения требуется не более двух печатных слоев с линиями связи.

Более эффективным введение экрана оказывается, если линии связи в разных слоях монтажной платы располагаются параллельно друг другу*. Величина F , рассчитанная для печатной платы 3 (рис. 5.10), составляет 4—5 в диапазоне длин 5—40 см. Помеха ($K_{\text{помз}}$) в безэкранный плате такой конструкции уже при длине участка взаимодействия $l=20$ см достигает 50% амплитуды рабочего сигнала. В связи с большим уровнем перекрестных помех применение подобных печатных плат для монтажа логических элементов ТТЛ следует считать недопустимым.

5.4. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МЕЖСХЕМНЫХ СВЯЗЕЙ

Критерии проектирования

Основная задача, которая возникает при разработке электрических связей реального устройства на элементах ТТЛ, состоит в выборе типа и конструкции различных соединений с учетом их физической реализуемости в данной конструкции системы, достигнутого уровня технологии, требуемого быстродействия и экономических соображений. Затем на основе результатов приближенного расчета и экспериментальных данных вырабатываются рекомендации и ограничительные правила на монтаж интегральных схем и проводников между ними.

В качестве критерия проектирования соединений обычно принимают допустимое искажение формы передаваемых логических сигналов и их запаздывание,

* Например, когда печатная плата содержит более чем два слоя, предназначенных для логических связей.

при которых обеспечивается нормальное функционирование устройства с заданной тактовой частотой. Искажение формы импульсов проявляется в ухудшении фронтов, увеличивающих задержку передачи, и появлении, в основном из-за перекрестных наводок различного рода «пичков», колебаний и т. д. на плоской части сигнала. Оба типа искажений, которые могут быть результатом действия независимых факторов, способны привести к нарушению нормальной работы системы. Поэтому при проектировании необходимо было бы предпринимать меры по ограничению воздействия всех факторов, вызывающих недопустимое изменение как фронта, так и вершины передаваемого сигнала. Однако из-за большого разброса времени задержки и переключения элементов ТТЛ период тактовых импульсов, выбираемый по максимальным значениям этих параметров, оказывается достаточно длительным по сравнению с запаздыванием сигналов в линиях связи, поскольку допустимая длина несогласованных соединений в системе ограничивается цепями с наиболее быстродействующими логическими элементами.

Поэтому в устройствах, построенных на элементах ТТЛ умеренного быстродействия, рост средней суммарной задержки на логический уровень за счет самых многочисленных связей незначителен и составляет не более чем 10—15%. Кроме того, при некотором расхождении реальной задержки в линиях с предполагаемой величиной запаздывания сигналов работоспособность системы всегда может быть обеспечена за счет небольшого снижения тактовой частоты. Исключить таким же способом влияние импульсных помех, попадающих на вершину рабочего сигнала, значительно труднее.

По этим причинам основным критерием качества монтажа быстродействующих логических устройств на элементах ТТЛ обычно считают отсутствие помех,

превышающих допустимый уровень, не фиксируя дополнительное к задержкам логических элементов запаздывание сигналов, вносимое массовыми связями*. Естественно, что выполнение определенных мер по ограничению импульсных помех косвенно снижает и задержку в связях.

Следует отметить, что иногда для удешевления разработки значительно ослабляют требования к качеству монтажа, допуская большие импульсные помехи. При этом приходится существенно снижать тактовую частоту с тем, чтобы исключить воздействие помех на схему во время приема рабочих сигналов. В этом случае критерием проектирования связей становится допустимая задержка в массовых соединениях, определяемая длительностью и моментом появления импульсной помехи на входе воспринимающей ее схемы. Вследствие серьезных, часто трудно выполнимых, ограничений на компоновку быстродействующих узлов устройства и низкую эффективность использования скоростных возможностей логических элементов такой подход к проектированию больших систем не находит широкого применения.

В большинстве разработок импульсную помеху стараются ограничить на минимально низком уровне, величина которого в разных системах может варьироваться в зависимости от условий работы устройства, заданного коэффициента запаса и т. д. Импульсная помеха считается допустимой, если она не вызывает ложного срабатывания наименее помехоустойчивого триггера в проектируемой системе при наихудшем сочетании влияющих факторов.

* Критерием проектирования длинных соединений (выбор типа согласования и допустимой длины), применяемых для связи блоков и устройств и выполняемых экранированными линиями, служит допустимая задержка или уменьшение уровней рабочего сигнала вследствие эффекта затухания ниже допустимой величины.

Расчет помехоустойчивости устройства достаточно сложен и ввиду отсутствия в технических условиях на логические элементы некоторых динамических характеристик и их предельных значений не может быть проведен без набора статистического материала по результатам измерения недостающих параметров.

Более плодотворным оказывается полуэмпирический способ определения допустимой помехи. Он заключается в измерении большой партии применяемых элементов и подборе из них нескольких групп, каждая из которых характеризуется наиболее неблагоприятным с точки зрения помехоустойчивости триггера сочетанием параметров входящих в нее схем. Далее из собранных на этих элементах триггеров отыскивается наименее устойчивая к определенным помехам схема. Последняя процедура проводится путем измерения зависимости амплитуда — длительность тест-импульса, имитирующего допустимую помеху для триггера, находящегося в наихудших условиях. Выбирая определенный коэффициент запаса, устанавливается допустимая величина импульсной помехи.

Опишем методику проектирования соединений на примере быстродействующей системы с использованием средних по быстродействию логических элементов ТТЛ ($t_{\Phi \text{ ср}} = 10$ нс, $t_{з \text{ ср}} = 15$ нс) с плотностью монтажа не ниже 1 вентиль/см². Практика показывает, что для объединения схем с такой плотностью на печатных платах необходимо отводить под межсхемные соединения как минимум четыре монтажных слоя. Необходимость снижения уровня помех в устройстве предопределяет выбор экранной конструкции плат и использование низкоомных соединений.

Типы помех

Перечислим основные типы помех, возникающих в соединениях реального устройства и появляющихся

на входах логических элементов*. Их описание будем иллюстрировать приближенными эквивалентными схемами, которые учитывают только сосредоточенные параметры соответствующих цепей и позволяют оценить каждую из помех.

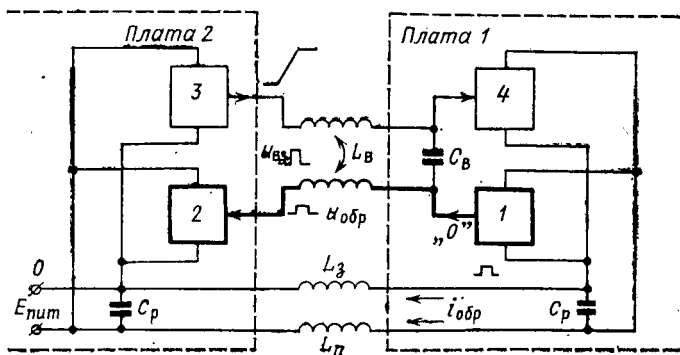


Рис. 5.12. Схема образования суммарной помехи $U_{вз} + U_{обр}$ в цепях связи логических элементов ТТЛ.

Наиболее сильное влияние на передачу сигналов оказывают взаимные наводки $U_{вз}$ между соседними линиями и ближайшими контактами разъемов. Одновременно с ними могут генерироваться и складываться на входе чувствительного элемента помехи от обратных токов $U_{обр}$ (рис. 5.12). Они образуются от протекания по общим шинам питания и «земли» токов обратного направления по отношению к сигнальным. Помехи $U_{обр}$ попадают на вход чувствительной схемы 2 через «земляной» вывод и выходную цепь включенного** элемента 1 (положительная помеха)

* Из рассмотрения исключаются помехи, которые в отличие от описываемых могут присутствовать и при идеальной системе соединений (например, из-за расфазировки сигналов на различных входах одной схемы).

** Режим включенного элемента соответствует его логическому состоянию «0», режим выключенного — состоянию «1».

или через вывод питания и выходную цепь выключенного элемента I (отрицательная помеха).

Величина $U_{обр}$ зависит от эквивалентной индуктивности $L_{эжв}$ шин питания и «земли» и суммарного сигнального тока (ΣI), определяемого числом синфазно переключаемых интегральных схем. Ее амплитуду можно оценить по формуле: $U_{обр} \approx L_{эжв} \Sigma I / t_{\phi i}$.

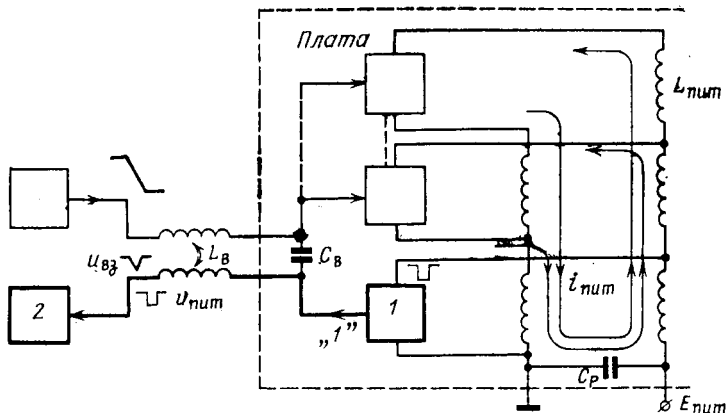


Рис. 5.13. Схема образования суммарной помехи $U_{вз} + U_{пит}$.

Нетрудно убедиться, что при выбранной конструкции печатных плат помеха данного типа сосредотачивается, главным образом, на разъёмных контактах питания и «земли», имеющих обычно большую индуктивность. Например, при использовании минимального числа (двух) контактов под питание и «землю» и токе $\Sigma I = 100$ мА (одновременное переключение пяти-шести максимально нагруженных элементов) она составляет

$$U_{обр} = 2 \cdot 15 \text{ нГ} \cdot 100 \text{ мА} / 10 \text{ нс} = 300 \text{ мВ}.$$

(Цепь содержит два разъёма, причем индуктивность одного контакта равна 30 нГ.) Очевидно, что для сокращения величины $U_{обр}$ следует отводить большее

число контактов для обратных токов или ограничивать величину переключаемого тока*.

Всегда существующий дефицит в сигнальных контактах и трудности проектирования системы с ограничениями на число одновременно переключающихся логических элементов не позволяют снизить помеху этого типа до незначительной величины. Особенно заметной помехой $U_{обр}$ может стать в разъемах, связывающих блоки и узлы устройства и пропускающих большие токи от работающих на длинные линии мощных элементов.

Конечная величина индуктивности шин питания и «земли» способствует появлению помехи от динамических токов питания $U_{пит}$ (рис. 5.13). Природа ее возникновения связана с особенностью схем ТТЛ кратковременно увеличивать ток потребления от источника питания в момент переключения элемента.

Дополнительный динамический ток, превышающий величину статического тока в 3—5 раз и увеличенный вследствие синфазного переключения нескольких элементов, протекает по общим участкам шин, создавая на выводах питания и «земля» передающего элемента I импульсы напряжения (рис. 5.13). В зависимости от логического состояния («1» или «0») этого элемента на вход чувствительного элемента 2 передаются нежелательные импульсы отрицательной или положительной полярности, увеличивающие суммарную помеху.

Для иллюстрации помехи $U_{пит}$ на рис. 5.14 показаны осциллограммы тока и напряжения в шинах питания и «земля» при одновременном переключении 12 логических элементов из состояния «0» в состояние «1» и обратно. Шины выполнены в виде печатных линий, каждая длиной $l=10$ см, шириной $w=1,25$ мм на

* Уменьшение собственной индуктивности контакта обычно трудно выполнимо, так как требует значительного усложнения конструкции разъема.

плате с металлизированным слоем при толщине диэлектрика $h=0,25$ мм и $\epsilon=5$. Динамические токи питания замыкаются, в основном, внутри контура, образованного логическим элементом, шинами питания и «земли» и конденсаторами «развязки». Для уменьшения помехи $U_{\text{пит}}$ следует снижать индуктивность шин, применять конденсаторы с минимальной собственной индуктивностью и располагать их в непосредственной близости от логических элементов. Наиболее эффективной мерой является использование в качестве шин $+5$ В и «земли» отдельных металлизированных и сильно взаимосвязанных слоев печатной платы. Это приводит к существенному уменьшению индуктивности шин питания и практически снимает ограничения на расположение конденсаторов «развязки». Влияние высокоиндуктивных контактов разъема, подводящих питание, на величину помехи $U_{\text{пит}}$ можно снизить до

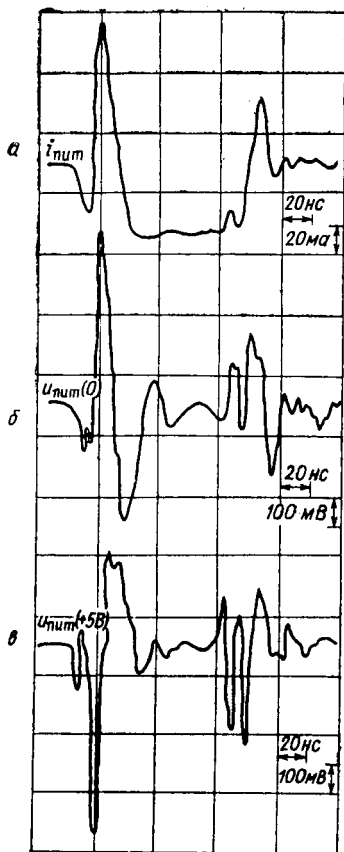


Рис. 5.14. Форма динамического тока $i_{\text{пит}}$ питания группы элементов ТТЛ (а) и помехи $U_{\text{пит}}$ (0) на шине «земля» (б) и помехи $U_{\text{пит}}$ (+5 В) на шине +5 В (в).

незначительного уровня, применяя для «развязки» конденсаторы большой емкости.

Общий уровень помех в системе может существенно возрастать за счет трудно устранимой схемными методами помехи $U_{\text{лог}}$, обусловленной конфигурацией логических связей некоторых узлов ЭВМ.

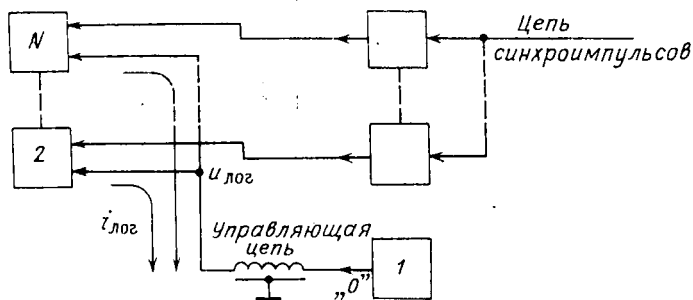


Рис. 5.15. Схема образования помехи $U_{\text{лог}}$.

На рис. 5.15 показана одна из часто встречающихся логических схем, в которой на один из входов нескольких элементов $2, \dots, N$ подается управляющее напряжение от элемента 1. На другие входы указанных элементов поступают синфазные логические сигналы положительной полярности. Механизм образования помехи $U_{\text{лог}}$ становится понятным, если учесть, что подача высокого потенциала (логической «1») на один из двух входов элемента ТТЛ, находящихся до этого момента под низким напряжением, приводит к полному переключению входного тока в другую входную цепь.

Когда напряжение синфазных логических сигналов в рассматриваемой схеме (рис. 5.15) запирает переходы эмиттер — база входных транзисторов нескольких

элементов, указанные токи суммируются. Протекающий по длинной управляющей линии импульс тока генерирует на входе всех элементов-приемников положительную помеху. Из описания принципа следует, что помеху $U_{\text{лог}}$ отрицательной полярности можно не принимать во внимание, так как она появляется только при низком напряжении управляющей цепи.

Необходимо упомянуть еще тип помехи, которая является результатом несогласованности длинных связей элементов ТТЛ (см. § 5.2). Воздействие отражений, проявляющееся в эффекте временного снижения устойчивости элемента-приемника к отрицательной помехе и возрастании положительной помехи, существенно ослабляется, если ограничить максимальную протяженность несогласованных связей схем ТТЛ величиной 0,5 м.

Помехи этого типа, являясь следствием переходного процесса в длинной линии, всегда «привязаны» по времени к фронтам передаваемого сигнала и при $l < 0,5$ м, по существу, воздействуют лишь на нарастающую и спадающую части импульса. Поэтому их влияние на общий уровень помех в реальной системе ослаблено еще больше, а во многих случаях вообще отсутствует.

Пример

На одном из первоначальных этапов проектирования связей производят «грубую» оценку качества предполагаемого монтажа, исследуя цепи, способные генерировать максимально возможную в данной системе помеху.

При выборе цепи, воспринимающей максимальную помеху и подвергаемой приближенному расчету, следует принимать во внимание особенности логической структуры, конструкцию и заданное быстродействие проектируемого устройства. Анализ результатов оценочного расчета позволяет выявить несколько вари-

антов предельных для данного устройства цепей, помогает установить наиболее сильно влияющие на передачу сигналов факторы и наметить способы снижения уровня помех. Формулируемые затем ограничения на цепи связи должны учитываться на этапах разработки

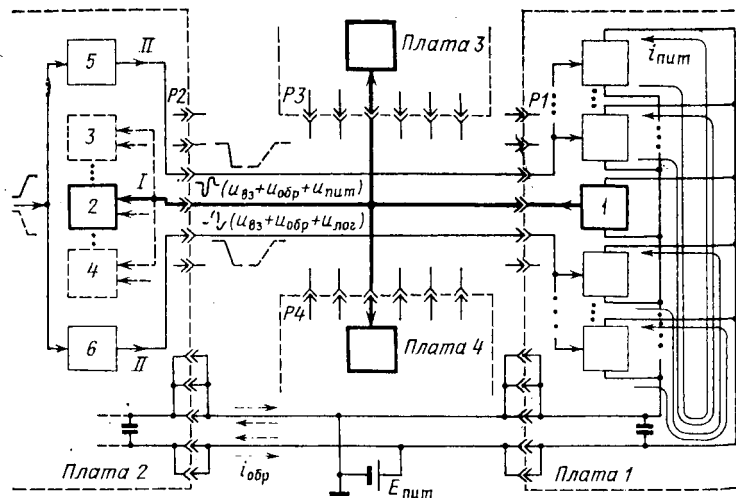


Рис. 5.16. Пример схемы соединения с максимальной суммарной помехой монтажа.

логической структуры устройства, его компоновки, размещения схемных модулей и трассировки межсхемных связей.

Рассмотрим следующую схему соединения логических элементов (рис. 5.16), критическую с точки зрения суммарной помехи. Цепь I, воспринимающая помеху (показана жирными линиями), состоит из логического элемента 1, расположенного на печатной плате 1, который соединяется посредством печатной линии и двух разъемов P1, P2 со схемой чувствительного триггера 2 на плате 2. Через разъемы P3, P4,

также относящиеся к рассматриваемой цепи, элемент I подключен к другим нагрузкам.

Данная цепь оказывается критичной к помехе отрицательной полярности при наименьшем количестве нагрузок задающего элемента I , причем на платах 3 и 4 находится по одному элементу-приемнику. При анализе предельной положительной помехи предполагается, что в конце цепи I кроме триггера 2 подключены дополнительные элементы-нагрузки $3, 4$. По другому входу каждого из них поступают синфазные логические сигналы, вызывающие в цепи I помеху $U_{\text{лог}}$. Кроме того, элементы-нагрузки располагаются на платах 3 и 4 . Положительная помеха максимальна, когда на каждой из плат 3 и 4 имеется по одной нагрузке, а на плате 2 — все остальные. (Будем считать, что $N=8$.)

Цепи II , генерирующие помеху, представлены в схеме (рис. 5.16) двумя печатными линиями и контактами двух разъемов $P1, P2$ (по два в каждом), максимально воздействующими на цепь I . Соединения осуществляют связь каждого из двух одновременно переключающихся элементов $5, 6$ с максимальным числом элементов-нагрузок ($N=10$), расположенных на плате I .

Кроме указанных к числу воздействующих относятся по три контакта разъемов $P1, P2$ и по пять контактов разъемов $P3, P4$. Через все ближайšie к цепи I контакты всех разъемов (по пять контактов в каждом) передаются перепады управляющего напряжения, одновременно включающего или выключающего по десять элементов-нагрузок.

На приведенной схеме показаны также шины питания и «земли» платы I и соответствующие контакты разъемов $P1, P2$. Будем считать, что для сокращения помехи $U_{\text{обр}}$ от обратных токов в данной схеме имеется возможность отводить в каждом разъеме по пять контактов (два — под питание и три — под «землю»).

Кроме того, предполагается, что приняты необходимые меры (низкоиндуктивные шины питания и «земли», рациональное расположение внутриплатных конденсаторов «развязки» и т. д.) по снижению помех $U_{\text{пит}}$, образуемых динамическими токами питания.


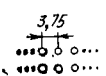
Выбор условий работы данной схемы соединений, обеспечивающих наибольшее влияние воздействующих цепей (встречное включение элементов во взаимодействующих линиях, совпадение фазы воздействующих сигналов и т. д.) и наилучшее сочетание других влияющих факторов, позволяет утверждать, что суммарная помеха, возбуждаемая на входе триггера 2, близка к максимальной.

Для оценки монтажа максимальной помехи необходимо знать помехоустойчивость самого чувствительного триггера в проектируемой системе с учетом допустимого изменения напряжения питания, заданно-

го температурного диапазона работы и технологического разброса параметров логических элементов. Считаем, что эта величина, найденная по данным из технических условий и результатам измерения большой партии логических элементов, составляет: для отрицательной помехи $U_{\text{доп}}=1,5$ В при длительности импульса прямоугольной формы $t_u \geq 12$ нс; для положительной помехи $U_{\text{доп}}=0,7$ В при $t_u \geq 8$ нс. Оценку влияния импульсов помехи, имеющих меньшую длительность и отличающихся по форме, необходимо проводить по эквивалентным по воздействию импульсам, имеющим прямоугольную форму и указанную длительность.

Оценим величину отрицательной помехи, уменьшающей выходное напряжение элемента 1, установленного в логическое состояние «1». Суммарная помеха складывается из взаимной наводки $U_{\text{вз}}$, помех от обратных токов $U_{\text{обр}}$ и токов питания $U_{\text{пит}}$.

Таблица 5.2

Характеристика цепи связи		Оценка монтажа по помехам разных типов									
Элемент цепи	Параметры	$U_{\text{вз}}$, мВ		$U_{\text{обр}}$, мВ		$U_{\text{пит}}$, мВ		$U_{\text{сумм}}$, мВ			
Логический элемент	$U^-/t_{\Phi i}^- = 0,4$ В/нс; $I^-/t_{\Phi i}^- = 0,32$ мА/нс; $U^+/t_{\Phi i}^+ = 0,25$ В/нс; $I^+/t_{\Phi i}^+ = 0,2$ мА/нс; $R_{\text{вых}}(1^*) = 150$ Ом; $R_{\text{вых}}(0^*) = 30$ Ом	-	+	-	+	-	+	-	+		
Печатные линии	$w=0,4$ мм; $h=0,5$ мм; $l=40$ см;  $C_0=1,2$ пФ/см; $L_0=4,7$ нГ/см; $C_{\text{во}}=0,07$ пФ/см; $L_{\text{во}}=1$ нГ/см	380	200	0	300	0	0	50	0	430	500
Разъемы	 Четыре разъема по пять активных контактов; $L_{\text{к}}=30$ нГ; $C_{\text{вк}}=0,8$ пФ; $L_{\text{вк}}=20$ нГ	960	520	0	100	200	120	0	0	1160	740
Суммарная помеха данного типа, мВ		1340	720	0	400	200	120	50	0	1590	1240

В табл 5.2 даны результаты оценочного расчета помехи в рассматриваемой схеме, проведенного с помощью описанных выше приближенных формул. (Здесь же указаны параметры логических элементов и связей, принятые в расчете.)

Помехи, генерируемые в разъемах, составляют более 70% от суммарной величины и почти в 3 раза больше, чем помехи, возникающие в печатном монтаже. Основной вклад в общую помеху при данном монтаже вносит взаимная наводка $U_{вз}$, в которой преобладает индуктивная составляющая (около 60%). Помеха, проникающая в пассивную цепь через взаимную емкость между печатными линиями и контактами разъемов, по эффективному действию* приблизительно в 2 раза меньше.

Для иллюстрации эффекта суммирования отрицательных помех от отдельных источников в реальной схеме приведем осциллограммы воздействующих напряжений в пяти активных линиях и соответствующих им помех в пассивной линии (рис. 5.17). Каждая из взаимодействующих цепей связи содержит полосковую линию длиной $l=30$ см и два контакта разъема. Видно, что помехи, генерируемые источниками с более длительными фронтами импульса, имеют меньшую амплитуду и ближе к прямоугольной форме. В этом проявляется влияние емкостной составляющей общей помехи. Форма суммарной помехи из-за одновременного действия реальных источников может оказаться близкой к прямоугольной.

Из результатов оценочного расчета, проведенного на наихудший случай, следует, что максимально возможная отрицательная помеха в схеме соединения

* Поскольку отрицательная емкостная наводка имеет форму, близкую к треугольной [так как $t_{ф}/R(C_{в о}+C_0)l \leq 3$; см. (5.6)], в расчете учитывается амплитуда эквивалентной ей по эффективному действию на чувствительный элемент помехи прямоугольной формы. Коэффициент преобразования формы зависит от соотношения величин $R_{экв}C_{в}$, $R_{экв}C$, $t_{ф}$, $t_{пом}$.

(рис. 5.16) несколько превышает допустимое значение. Качество данного монтажа, однако, определяет максимальная величина положительной помехи, которая, как будет показано ниже, значительно больше своего допустимого значения.

При оценке положительной помехи, кроме величин $U_{вз}$ и $U_{обр}$, следует принимать во внимание и генерируемую синхронно входными токами элементов-нагрузок 2, 3, 4 (всего $N=8$) помеху $U_{лог}$. Величиной $U_{пит}$ ввиду малости можно пренебречь.

Результаты приближенного расчета, приведенные в табл. 5.2, показывают, что на разъемы приходится почти 60% суммарной помехи. Распределение по типам следующее: $U_{вз} \approx 50\%$; $U_{лог} \approx 40\%$; $U_{обр} \approx 10\%$. Основную долю взаимной помехи $U_{вз}$ составляет индуктивная наводка (более 40% от всей помехи).

В соответствии с описываемой методикой проектирования системы связей схем типа ТТЛ результаты приближен-

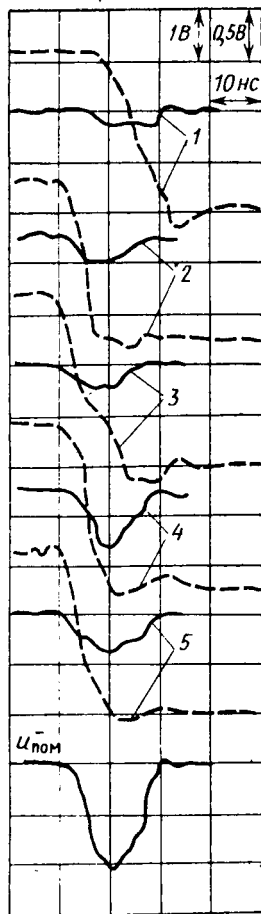


Рис. 5.17. Осциллограммы воздействия напряжения в пяти активных линиях (показаны пунктиром) и соответствующих им помех в пассивной линии (сплошные). Здесь же показана суммарная отрицательная помеха.

ной оценки должны быть проверены и уточнены экспериментально.

На рис. 5.18 представлена осциллограмма составляющей взаимной наводки $u_{вз1}$, возбуждаемой одной из воздействующих линий в схеме рис. 5.16. Переходный процесс на входе триггера 2, воспринимающего

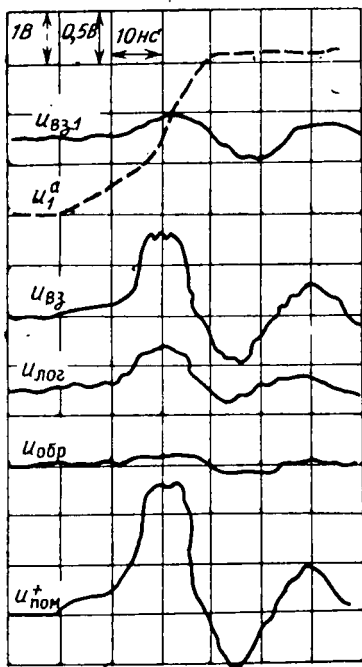


Рис. 5.18. Осциллограммы воздействующего напряжения (пунктирная линия), взаимной наводки от одной активной линии, помех различных типов и суммарной положительной помехи в схеме рис. 5.16.

положительную помеху, носит колебательный характер. В этом проявляются индуктивные свойства линии, связывающей генератор (логический элемент 1), имеющий низкоомное выходное сопротивление в логическом состоянии «0», с высокоомным входом триггера 2. Осциллограммы, иллюстрирующие форму и амплитуду всех представленных в табл. 5.2 помех и их суммарного воздействия, также приведены на рис. 5.18.

Итак, анализ расчетных данных, подтвержденных экспериментально, показывает, что максимальная помеха положительной полярности в наихудшем случае превышает допустимую величину почти в 2 раза. Хотя в реальных схемах вы-

числительных устройств столь неблагоприятное сочетание такого большого числа максимально действующих факторов маловероятно и полученная величина практически может и не достигаться, рассматриваемую цепь следует считать неустойчивой к положительным помехам и принимать меры к их снижению.

В табл. 5.3* дано несколько расчетных вариантов цепей связи элементов ТТЛ, показывающих, как изменяется суммарная положительная помеха в зависимости от введения различных ограничений на структуру исходной схемы (рис. 5.16), представляющей явно недопустимый вариант (1) монтажа. Величина помехи существенно меньше, чем в наихудшем варианте, если рассматриваемая цепь не является управляющей и, следовательно, $U_{\text{лог}}=0$ (вариант 2).

Из результатов оценочного расчета видно, что основные компоненты суммарной положительной помехи, составляющие почти 90% ее величины, имеют индуктивный характер и определяются, главным образом, отношением суммарного тока влияющих цепей к времени его переключения. Поэтому для перехода к допустимым вариантам управляющих цепей, являющихся одновременно пассивными в системе взаимодействующих соединений, необходимо, в первую очередь, ограничивать максимальную крутизну воздействующих токов, сокращая их величину. Например, уменьшение токовой нагрузки вдвое (использование в среднем по пять элементов-нагрузок в каждом из соединений активных и пассивной цепей) приводит к снижению уровня помех в схеме почти на 40% (вариант 3).

Полученные в результате приближенной оценки монтажа данные свидетельствуют о существенном влиянии разъемных соединений на степень искажения передаваемых сигналов. Особенно заметно воздейст-

* Параметры логических элементов и связей те же, что и в табл. 5.2.

Таблица 5.3

Номер варианта схемы соединения	Характеристика активных цепей					Характеристика пассивной цепи				Максимальная пологительная помеха, мВ
	Печатные линии		Разъемы		N _a	Тип цепи	Печатные линии	Разъемы	N ^{II}	
	<i>l</i> , см	N _{пл} ^a	N _p	N _к ^a						
1	40	2	4	5	10	Управляющая	40	4	10	1240
2	40	2	4	5	10	Неуправляющая	40	4	10	840
3	40	2	4	5	5	Управляющая	40	4	5	810
4	40	2	4	3	5	.	40	4	5	680
5	20	2	4	5	5	.	20	4	5	650
6	30	2	3	5	5	.	30	3	5	700
7	40	2	2	5	5	.	40	2	5	750

Примечания. Изменяемые параметры выделены жирным шрифтом; N_{пл}^a — число активных печатных линий в цепи; N_p — число разъемов в цепи; N_к^a — число активных контактов в каждом разъеме; N^a — число элементов-нагрузок в каждом активном соединении; N^{II} — число элементов-нагрузок в пассивной цепи.

вие разъемов, связывающих между собой блоки или отдельные устройства. Через их контакты протекают более мощные токи, необходимые при работе на длинные согласованные линии, что значительно увеличивает взаимные наводки и помехи на контактах питания.

Некоторого сокращения величины помехи в разъемах удастся добиться, если использовать часть его

контактного поля в качестве электромагнитных «экранов» для сигнальных контактов. При этом на один сигнальный контакт нередко приходится «отдавать» по 3—4 контакта, не передающих информационные импульсы. Нерациональное использование контактного поля и неэффективное снижение уровня помех при таком способе часто требует применения разъемов специальной конструкции, обеспечивающей более полную взаимную экранировку между сигнальными контактами и низкую индуктивность контактов питания. Этого можно достичь, например, введением для каждого сигнального контакта индивидуального коаксиального «экрана», расположенного на «вилке» и «розетке» разъема и контактирующих при его сочленении.

Наибольшей применяемостью в устройствах характеризуются разъемы, предназначенные для передачи сравнительно маломощных сигналов внутри блоков.

Усложнение конструкции массовых разъемных соединений для снижения уровня помех в схемах ТТЛ умеренного быстродействия, нецелесообразно. Чтобы уменьшить взаимные наводки в разъемах, следует ограничивать токи через воздействующие контакты и «присваивать» их цепям с несовпадающими по фазе сигналами.

В рассматриваемом выше конкретном примере положительную помеху можно уменьшить почти в 2 раза (вариант 4 в табл. 5.3), если допустить в воздействующих линиях в среднем по 5 элементов-нагрузок и сократить число одновременно воздействующих контактов каждого из разъемов $P1—P4$ с пяти до трех*.

Для уменьшения суммарной помехи необходимо сокращать число разъемов в цепи. Представленные в табл. 5.3 варианты схем соединений (5, 6, 7) свидетельствуют о возможности допускать большую длину

* Последняя мера может осуществляться на этапе присвоения контактов разъема соответствующим цепям.

взаимосвязанных участков печатных линий в таких случаях.

Таким образом, накладывая ряд ограничений на структуру схемы соединений (рис. 5.16), критичной к положительным помехам, можно получить несколько заведомо допустимых вариантов цепей связи.

Перечислим некоторые общие рекомендации по монтажу схем на элементах типа ТТЛ, вытекающие из проведенного анализа.

1. Максимально допустимая длина несогласованных соединений (невзаимосвязанных печатных линий и «скруток», коаксиальных кабелей), рассчитанная от источника до самой дальней нагрузки, составляет 0,8—1 м.

2. Внутриблочные связи длиной более 0,5 м должны быть нагружены на конце фиксирующим диодом.

3. Межблочные связи длиной (0,8—1) м $< l < 3$ м необходимо согласовывать в начале линии с помощью последовательно включенного сопротивления.

4. Соединения длиной более 3 м должны быть согласованы на конце линии с помощью параллельно включенного сопротивления. В качестве задающей схемы в этом случае рекомендуется применять специальные элементы, приспособленные для работы на согласованные линии.

5. Необходимо ограничивать количество разъемных соединений в одной цепи (в рассматриваемом примере их допускается не более четырех).

6. Суммарный ток одного направления, протекающий синфазно через пять соседних (три — в одном ряду и два — в другом) контактов внутриблочного разъема, не должен превышать 40 мА (в среднем на один контакт должно приходиться не более пяти элементов-нагрузок).

7. Допустимая длина взаимодействующих участков межсхемных связей (печатных линий, жгутов, «скруток») составляет около 0,4 м в цепи, содержащей

два разъема, 0,3 м — в цепи с тремя разъемами и 0,2 м — в цепи с четырьмя разъемами. Взаимосвязанные соединения большей протяженности, чем указано выше, на части длины, превышающей допустимое значение, должны выполняться экранированными проводами или коаксиальными кабелями.

8. Кабельные усилители и мощные элементы, работающие более чем на 10 нагрузок, рекомендуется располагать по периферии печатной платы и ближе к разъему. Подводку питания и «земли» к группе трех — четырех указанных элементов и более желательно осуществлять с помощью отдельных печатных шин и дополнительных контактов разъема.

9. На каждый контакт внутриблочного разъема, предназначенный для подводки питания и «земли», должно приходиться не более 10—15 сигнальных контактов. В межблочном разъеме такой же конструкции это отношение должно быть в 3—4 раза меньше.

В процессе проектирования по данной методике обычно выявляется небольшая часть (не более 10—15%) цепей, которые не удастся выполнить в соответствии со всеми указанными рекомендациями. Эти критические цепи должны подвергаться дополнительному инженерному контролю, который заключается в анализе конкретных для каждой цепи искажающих факторов и возможности их одновременного действия. В результате такой процедуры число критических цепей удастся существенно сократить. Оставшиеся цепи, недопустимые с точки зрения помех, необходимо радикально изменить или выполнить соединения навесным монтажом.

ЛИНИИ СВЯЗИ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ С ОБЪЕДИНЕННЫМИ ЭМИТТЕРАМИ

6.1. ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА

Логические элементы с объединенными эмиттерами типа СЭТЛ (транзисторная логика со связанными эмиттерами) (рис. 6.1) являются в настоящее время основным и наиболее перспективным типом схем, применяемых для конструирования быстродействующих вычислительных машин. Одно из важных достоинств этих элементов, построенных по принципу переключателя тока, наряду с высоким быстродействием заключается в возможности их объединения в систему с минимальными потерями в скорости. Низкий выходной импеданс, слабо зависящий от полярности переключения схемы, и высокий входной импеданс логических элементов создают условия для передачи сигналов по линиям связи в близком к согласованному режиме. Ввиду низкоомности выходного импеданса заметно ослабляется искажающее влияние емкостных неоднородностей, неизбежно присутствующих в тракте передачи.

Однако, несмотря на эти преимущества, показатели по быстродействию устройства на элементах СЭТЛ существенно зависят от параметров соединений, так как средняя задержка сигналов в межсхемных линиях становится сравнимой с собственной задержкой логического элемента и в значительной степени влияет на выбор тактовой частоты устройства. Поэтому при проектировании высокоскоростных узлов ЭВМ важное значение имеет анализ переходных процессов в цепях связи системы.

Вследствие короткого времени переключения логических элементов типа СЭТЛ соединения между ними в большинстве случаев должны рассматриваться как длинные линии, характеризующиеся распределенными параметрами. Точный расчет искажения импульсов в таких цепях встречает серьезные трудности, вызван-

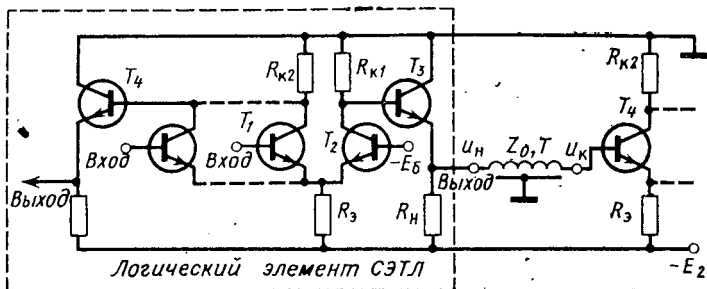


Рис. 6.1. Цепь связи логических элементов типа СЭТЛ.

ные, главным образом, сложностью моделирования схемы с нелинейными характеристиками, работающей в режиме большого сигнала. Поэтому в практических случаях проводится приближенное исследование, основанное на применении весьма упрощенных моделей схемного элемента [55, 62]. Важно при этом, чтобы степень упрощения не была чрезмерной и позволяла выявить основные закономерности поведения системы в переходном режиме. Для анализа процессов в межсхемных линиях связи достаточно знать эквивалентные схемы, соответствующие входным и выходным импедансам соединяемых схем*.

Наиболее существенные искажения в передачу сигналов в реальных схемах с быстродействующими эле-

* Расчет реакции логического элемента на искаженный в линии сигнал представляет отдельную задачу и здесь не проводится.

ментами типа СЭТЛ вносят отражения от дискретных неоднородностей, расположенных вдоль линии и на ее концах. Перекрестные наводки из-за низкоомности выходного импеданса и согласования длинных линий в меньшей степени зависят от характеристик схемы. Их величина определяется, главным образом, геометрией взаимосвязанных линий и крутизной напряжения и тока передаваемых сигналов. При выборе соответствующей конструкции печатных плат уровень помех обычно удается снизить до необходимой величины.

Основные причины, вызывающие появление дискретных неоднородностей в межсхемных линиях связи, это:

— резкое изменение волнового сопротивления тракта передачи вследствие технологического разброса величины Z_0 полосковых линий, расположенных на разных слоях печатной платы или на разных платах, а также из-за перехода от одного типа соединения к другому;

— разветвленность связей, характерная для схем ЭВМ;

— практически неустранимое воздействие реактивных составляющих импедансов соединяемых схем.

В данной главе исследуется влияние последнего из указанных выше факторов. Для упрощения задачи рассматривается цепь связи передающего элемента с одним или группой элементов-приемников, сосредоточенных на конце линии передачи.

Анализ переходных процессов проводится численным способом, описанным в гл. 2.

6.2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ЦЕПИ

Электрическую модель логического элемента типа СЭТЛ со стороны входа можно представить в виде последовательного соединения сопротивления базы r_b входного транзистора с собственным активным им-

педансом переключателя $R_{вх}$, зашунтированным нелинейной емкостью $C_{вх}(u_{вх})$ [44]. Нелинейное сопротивление $R_{вх}$, определяемое статической вольт-амперной характеристикой входа схемы, велико по сравнению с величиной r_b и волновым сопротивлением линии Z_0 и составляет несколько килоом во всем рабочем диапазоне входного напряжения. В связи с этим его можно считать бесконечно большим. Оконечная схема линии передачи, содержащая эквивалентную входу логического элемента, цепь $r_b-C_{вх}$ и внешний резистор R_2 , предназначенный для согласования соединения, приведена на рис. 6.2.

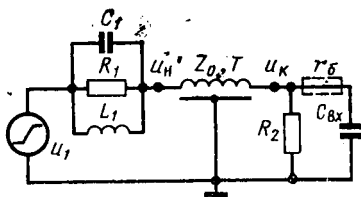


Рис. 6.2. Эквивалентная схема анализируемой системы.

Как будет показано ниже, приближенный анализ переходных процессов при определенных условиях допустимо проводить без учета сопротивления базы r_b .

Построение эквивалентной схемы логического элемента со стороны выхода с использованием нелинейной модели транзисторов представляет довольно сложную задачу. Более простую модель выходного каскада можно получить из других соображений, справедливых при некоторых допущениях.

Работа выходного эмиттерного повторителя элемента СЭТЛ существенно зависит от режима схемы в его базовой цепи. Во многих практических случаях фронт коллекторного напряжения каскада, работающего на повторитель, приближенно может быть представлен в виде экспоненты с постоянной времени $\tau_k = R_k C$, где R_k — коллекторное сопротивление, а C — суммарная емкость, подключенная к коллектору транзистора [44]. Поэтому длительность нарастания коллекторного тока в этом каскаде можно приближенно

считать независимой от частотных свойств транзистора и фронта сигнала на входе логического элемента*.

Таким образом, задача сводится к анализу нагруженного на линию передачи эмиттерного повторителя, работающего от генератора тока с длительностью фронта, близкой к нулю, и выходным импедансом в виде параллельно соединенных сопротивления R_k и емкости C_k [63].

Дальнейшее упрощение задачи можно провести, ограничиваясь рассмотрением работы выходного каскада логического элемента от импульса положительной полярности, отпирающего транзистор типа $n-p-n$. Тогда эмиттерный повторитель, работающий в активной области своих характеристик, несмотря на режим большого сигнала, может быть приближенно представлен линейной эквивалентной схемой, полученной при условии малого сигнала. В качестве параметров схемы принимаются усредненные в диапазоне рабочих напряжений или токов значения соответствующих нелинейных величин**.

Определение усредненных параметров часто представляет непростую аналитическую задачу, точность решения которой зависит от учета многих факторов, например характера нелинейности, критерия оценки, режима работы. Достаточно точное измерение этих величин также затруднено. В связи с этим исследование особенностей взаимодействия логического элемента с линией передачи целесообразно проводить в диапазоне параметров, учитывающем их возможные отклонения от действительных значений.

* Для этого достаточно, чтобы значение $R_k C$ было в 2—3 раза больше постоянной τ_n транзистора, а амплитуда входного сигнала в несколько раз превышала ширину переходной области передаточной характеристики схемы.

** Такой подход к описанию транзисторных каскадов, успешно использованный в монографии [64] для расчета импульсных схем, оказывается весьма плодотворным во многих практических случаях.

В соответствии с принятыми допущениями и используя методику построения схемы эмиттерного повторителя со стороны входа, приходим к эквивалентной схеме для расчетов, изображенной на рис. 6.2. Напряжение u_1 генератора является напряжением повторителя в режиме холостого хода

$$\bar{u}_1 = u_1/U_1 = 1 - \exp(-t/\tau_6), \quad (6.1)$$

где $\tau_6 = RC_1$ — постоянная времени цепи базы выходного транзистора. Здесь R — эквивалентное сопротивление в базовой цепи, равное величине R_k , если не учитывать сопротивление r_6 базы транзистора. Емкость $C_1 = C_k + C_{вх\text{ЭП}}$, где C_k — емкость в коллекторе транзистора, работающего на эмиттерный повторитель. Она определяется емкостью перехода коллектор — база, числом и режимом транзисторов с объединенными коллекторами (рис. 6.1). Величина $C_{вх\text{ЭП}}$ характеризует эквивалентную входную емкость эмиттерного повторителя.

Параллельное соединение емкости C_1 , индуктивности L_1 и сопротивления R_1 соответствует электрической модели выходного импеданса логического элемента. Их величины связаны следующими соотношениями с основными параметрами каскада:

$$C_1 = C_k + R_{вх\text{ЭП}}, \quad L = R\tau_{п}, \quad R_1 = \frac{R\tau_{п}/C_1}{R + \tau_{п}/C_1},$$

где $\tau_{п}$ — предельная постоянная времени, характеризующая быстродействие транзистора. При обычно выполняющемся условии $r_6 C_k \ll \tau_{п}$ величину $\tau_{п}$ можно определить как $\tau_{п} \text{ (нс)} \approx 160/f_T \text{ (МГц)}$, где f_T — предельная частота усиления тока транзистора [64].

6.3. ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ВХОДНОЙ ЕМКОСТИ

При анализе влияния входного импеданса логического элемента на переходный процесс в линии передачи сопротивление базы транзистора r_6 можно не

учитывать. Нетрудно показать, что упрощение расчета не приводит к заметным ошибкам при исследовании многих практических схем соединения.

Рассмотрим, например, схему замещения (рис. 6.2), в которой линия согласована с активной составляющей оконечной нагрузки ($R_2=Z_0$), предполагая входную емкость независимой от напряжения $C_{вх}(u_{вх})=C_2$. Из общих соображений ясно, что присутствие во входной цепи сопротивления r_6 уменьшает рассогласование тракта, вызванное емкостью C_2 . Такой же вывод следует из выражений, описывающих форму отражения при линейно нарастающем фронте t_ϕ падающего напряжения:

$$\bar{u}_0 = \frac{u_0(t)}{U_{п}} = \begin{cases} -\frac{Z_0 C_2}{2t_\phi} (1 - e^{-t/\tau}) & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi, \\ -\frac{Z_0 C_2}{2t_\phi} (1 - e^{-t_\phi/\tau}) e^{-(t-t_\phi)/\tau} & \text{при } t > t_\phi, \end{cases}$$

где $\tau = (Z_0/2 + r_6) C_2$. Отсюда видно, что максимальная величина \bar{u}_0 макс, равная коэффициенту отражения K_0 , при учете сопротивления r_6 никогда не превосходит амплитуду отражения в схеме с $r_6=0$. В диапазоне реальных значений K_0 , ограниченных величиной 30—40%, учет r_6 приводит лишь к удлинению фронтов отраженного импульса, практически не изменяя его амплитуду, равную

$$u_{0 \text{ макс}} = K_0 U_{п} = -U_{п} Z_0 C_2 / 2t_\phi.$$

Таким образом, в рассматриваемом случае влияние сопротивления r_6 на процессы, протекающие в схеме, можно считать несущественным. К аналогичному выводу нетрудно прийти, оценивая искажение импульса в конце линии.

Если постоянная времени коллекторной цепочки переключателя тока в несколько раз превышает по-

стоянную τ_{Π} входных транзисторов*, входная емкость $C_{вх}(u_{вх})$ определяется, главным образом, зарядными емкостями переходов коллектор — база $C_{кб}$ и эмиттер — база $C_{эб}$. Вследствие существенно нелинейного характера зависимости этих емкостей от входного напряжения функция $C_{вх}(u_{вх})$ имеет довольно сложный вид [44].

Чтобы нагляднее продемонстрировать воздействие входной емкости на искажение импульса в линии передачи, целесообразно исключить из рассмотрения другие причины рассогласования связи в схеме рис. 6.2. Для этого принимаем: $C_1=0$, $L_1=0$, $R_1=Z_0$, $R_2=Z_0$, $r_6=0$. Нетрудно показать, что тогда задача сводится к решению нелинейного дифференциального уравнения:

$$\frac{du_{к}}{dt} = \frac{1}{Z_0 C_2(u_{к})} [u_1(t) - 2u_{к}(t)].$$

Приведем результаты его численного решения, выполненного методом Рунге — Кутта 4-го порядка** для системы с параметрами: $Z_0=75$ Ом, $U_1=1,6$ В, $t_{ф1}=3$ нс и типичной для реальных схем зависимостью $C_{вх}(u_{вх})$ (рис. 6.3), заимствованной из работы [44]. На рис. 6.3 показана форма рассчитанного напряжения $u_{к}$ на входе схемы. Видно, что наибольшее искажение нарастающей части напряжения на конце линии наблюдается вблизи уровня 0,5 амплитуды сигнала, соответствующего максимуму функции $C_{вх}(u_{вх})$. Поскольку пороговые уровни переключения логического элемента находятся в этом же районе, нелинейность входной емкости может привести к дополнительной задержке срабатывания схемы. На рис. 6.3

* Это условие позволяет не принимать во внимание диффузионную емкость, отражающую инерционные свойства транзистора.

** Для обеспечения устойчивости вычисления производились с переменным шагом $\Delta t = (0,0625 - 0,25)$ нс, определяемым величиной $C_{вх}$.

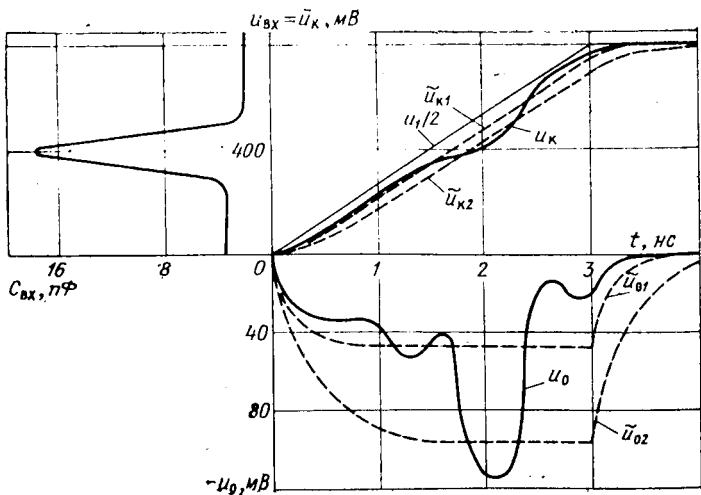


Рис. 6.3. Влияние нелинейности входной емкости логического элемента на передачу сигнала в линии.

дается также форма отражения u_0 от нелинейной емкости. Виден характерный «всплеск» на отраженном импульсе, соответствующий по времени максимуму искажений напряжения u_k .

Ввиду сложности определения функции $C_{вх}(u_{вх})$ для реальных схем учет нелинейности входной емкости в практических расчетах соединений довольно затруднителен. По этой причине исследование переходных процессов в линиях связи целесообразно проводить, используя понятие средней емкости $C_{ср}$ [44, 64], которая эквивалентна действительной в смысле равенства накопленного заряда. Такое упрощение обычно оказывается допустимым при анализе импульсных систем, работающих от стандартных сигналов. Величина $C_{ср}$, найденная в результате усреднения функции $C_{вх}(u_{вх})$ в диапазоне изменения напряжения сигнала, определяется [44] как $C_{ср} \approx$

$\approx 1,62 C_{к0} + 1,41 C_{э0}$, где значения $C_{к0}$ и $C_{э0}$ измеряются при нулевом смещении переходов.

На рис. 6.3 штриховыми линиями изображены формы искажений входного напряжения $\tilde{u}_{к1}$ и отражения \tilde{u}_{01} , рассчитанные при постоянной емкости $C_{ср} = 4,8$ пф. Из графиков следует, что замена нелинейной емкости линейным эквивалентом позволяет учесть лишь основную часть искажений в линии передачи, вызванную реальной реактивностью. Площади искажений нарастающей части напряжения между функциями $u_1/2$ и $u_{к}$ и функциями $u_1/2$ и $\tilde{u}_{к}$, а также площади импульсов отражения u_0 и \tilde{u}_0 равны между собой.

Однако наличие заметного отклонения функции $u_{к}$ от $\tilde{u}_{к1}$ и «выброса» на вершине отраженного импульса u_0 может дать значительный суммарный эффект при нескольких нагрузках. Поэтому при расчете максимальных искажений передаваемых импульсов в линиях связи элементов типа СЭТЛ величину эквивалентной входной емкости необходимо считать большей, чем указанная выше средняя емкость $C_{ср}$. Для иллюстрации на рис. 6.3 приведены графики $\tilde{u}_{к2}$ и \tilde{u}_{02} , построенные при условии $C_{вх} = 2C_{ср}$.

6.4. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ЭЛЕМЕНТА

С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ

Расчетные уравнения

Приближенный анализ искажения импульсов в цепи связи элементов СЭТЛ сводится к расчету выходного эмиттерного повторителя, работающего на линию передачи. Как известно, эмиттерный повторитель представляет достаточно сложную для анализа схему. Переходный режим его работы в сильной степени зависит от динамических свойств транзистора, характера и величины нагрузки, а также от соотношения между ними и параметрами сигнала на его входе.

Анализ существенно усложняется при работе повторителя на линию с распределенными параметрами.

Поскольку такая нагрузка обладает реактивными свойствами, в подобной системе могут наблюдаться явления, характерные для схемы, нагруженной на сосредоточенную емкость или индуктивность. К ним относятся искажение фронтов и увеличение задержки импульса, возникновение затухающих колебаний на выходе повторителя, самовозбуждение схемы, запирающие переходы эмиттер — база на фронте большого сигнала и т. д. [64]. Наличие линии передачи с электрической длиной, сравнимой с длительностью фронта сигнала, приводит к особенностям работы каскада.

Здесь рассматриваются лишь некоторые из перечисленных эффектов, возникающих при передаче положительного перепада на входе эмиттерного повторителя (рис. 6.1). Ограничимся подробным рассмотрением взаимодействия линии с выходным импедансом логического элемента, упростив эквивалентную схему на конце соединения (рис. 6.2). Будем считать входную емкость элемента постоянной и равной усредненной величине $C_{вх}(u_{вх}) = C_2$, а сопротивление $r_0 = 0$. Тогда переходные напряжения в исследуемой цепи связи могут быть найдены в результате совместного решения пары уравнений (2.22), описывающих процессы непосредственно в линии, со следующей системой разностных уравнений, определяющих режим на концах соединения (см. § П.6):

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{\pi}(k) = A_1 u_{\pi}(k-1) + B_1 u_1(k) - A_1 u_1(k-1) - \\ \quad - D [e_0(k - k_0) + u_C(k-1) - u_L(k-1)] \\ u_C(k) = -u_C(k-1) + E [u_1(k) - u_1(k-1) - \\ \quad - u_{\pi}(k) + u_{\pi}(k-1)], \\ u_L(k) = u_L(k-1) + F [u_1(k) + u_1(k-1) - \\ \quad - u_{\pi}(k) - u_{\pi}(k-1)], \\ u_{\pi}(k) = A_2 u_{\pi}(k-1) - B_2 [e_{\pi}(k - k_0 - 1) + \\ \quad + e_{\pi}(k - k_0)]. \end{array} \right. \quad (6.2)$$

Первые три уравнения, соответствующие началу линии, определяют изменение напряжения $u_{\text{н}}(k)$ и токов через емкость $i_{C1}(k) = u_C(k)/Z_0$ и через индуктивность $i_{L1}(k) = u_L(k)/Z_0$. Функции $u_1(k)$, $e_{\text{п}}(k)$, $e_0(k)$ обозначают напряжение эквивалентного генератора (6.1) и мгновенные значения падающей и отраженной волн напряжения, распространяющегося в линии. Дискретность шага вычислений задается коэффициентами $k = t/\Delta t$ и $k_0 = Tl/\Delta t$, где Δt — временной шаг.

Последнее уравнение системы (6.2) связывает падающее напряжение в линии с режимом на ее конце (см. § 3.5).

Постоянные коэффициенты, связывающие между собой нормированные параметры системы, равны:

$$A_1 = (E - F)D, \quad B_1 = 1 - D,$$

$$D = [1 + \gamma_1 + (2\gamma_{\text{н}} + \gamma_1)/2\theta_{\text{п}} + E + F]^{-1},$$

$$E = 0,91(k_0/q)(2\gamma_{\text{н}} + \gamma_1), \quad F = 0,55\gamma_1 q/k_0\theta_{\text{п}},$$

$$A_2 = 1 - 2B_2(1 + r_2), \quad B_2[(1 + r_2 + 1,82k_0\gamma_2/q)]^{-1}.$$

Нормированные параметры следующим образом выражаются через характеристики схемы:

$$\gamma_1 = Z_0 C_1/\tau_6, \quad \gamma_2 = Z_0 C_2/\tau_6, \quad \gamma_{\text{н}} = Z_0 C_{\text{н}}/\tau_6,$$

$$\theta_{\text{п}} = \tau_{\text{п}}/\tau_6 \approx 160 \cdot 10^{-3}/f_{\text{Т}}\tau_6, \quad r_2 = R_2/Z_0,$$

$$q = 2T_0 l/t_{\text{ф}6} = 0,91T_0 l/\tau_6.$$

Результаты численного анализа

Рассмотрим некоторые результаты анализа*, демонстрирующие влияние основных искажающих факторов на форму передаваемого сигнала в диапазоне параметров, характерных для многих практических схем.

* Численное решение задачи целесообразно проводить на вычислительной машине.

Переходный процесс в исследуемой схеме (рис. 6.1) определяется, главным образом, электрической длиной линии, нагрузкой на ее конце и динамическими характеристиками выходного транзистора. Исследуемый диапазон соответствующих нормирован-

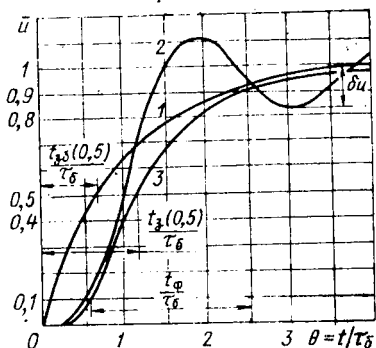


Рис. 6.4. Форма напряжения на базе выходного транзистора $\bar{u}_b \approx u_b/\beta U_b$ (кривая 1), на конце несогласованной линии $\bar{u}_k = u_k/U_k$ (кривая 2) и на конце согласованной линии $\bar{u}_k = u_k/U_k$ (кривая 3) при $q = 0,25$; $\gamma_2 = 0,5$; $\theta_{\text{п}} = 0,05$.

ных параметров охватывает значения: $0 < q < 0,5$; $0,25 < \gamma_2 < 1$; $0,025 < \theta_{\text{п}} < 0,1$. Параметр r_2 принимает два значения в зависимости от наличия ($r_2 = 1$) или отсутствия ($r_2 = 0$) согласующего сопротивления на конце линии. Величины γ_1 и γ_k считаются постоянными и равными* $\gamma_1 = 0,275$; $\gamma_k = 0,137$.

Как показывает расчет и экспериментальные данные, для первой системы характерен, в основном, колебательный переходный режим, для второй — апериодический (рис. 6.4). Причем в первом случае при передаче искажается, главным образом, вершина сигнала, а при $R_2 = Z_0$ заметно изменяется форма нарастающей части напряжения и его задержка. В связи с этим степень искажения передаваемых импульсов

* Отношение этих коэффициентов, составляющее $\gamma_1/\gamma_k = C_1/C_k = 2$, близко к реальному значению для инверсного выхода логического элемента [44].

необходимо оценивать с помощью разных критериев: в несогласованной системе — по относительной амплитуде колебания нежелательной полярности на вершине импульса (δu), а при наличии согласующего сопротивления — с помощью относительной задержки $\theta_3 = t_3(0,5)/t_{36}(0,5)$. Здесь $t_3(0,5)$ и $t_{36}(0,5)$ — временные интервалы, измеренные от момента появления входного сигнала на базе выходного транзистора T_3 (рис. 6.1) до момента достижения уровня 0,5 своей амплитуды напряжениями u_K и u_6 соответственно.

Результаты исследования свидетельствуют о том, что наличие даже короткой разомкнутой линии между эмиттерным повторителем и емкостной нагрузкой значительно расширяет область колебательного режима быстродействующей схемы. Используя выражение, определяющее критический режим в эмиттерном повторителе в отсутствие соединения [64]*, получаем, что для схемы с указанными на рис. 6.4. параметрами граничное значение $\gamma_{2кр} = 1,23$. Таким образом, переходный процесс имеет аperiодический характер при нагрузках $C_2 \leq 1,35\tau_6/Z_0$.

Построенная по результатам расчета на ЭВМ кривая (рис. 6.5), характеризующая критический режим в этой схеме с учетом линии передачи, показывает, насколько сужается диапазон параметров, в котором колебания отсутствуют.

В практических расчетах выходных каскадов, построенных по схеме эмиттерного повторителя, линию передачи нередко заменяют сосредоточенным эквивалентом, равным по величине ее суммарной собственной емкости $C = C_0 l$ [33]. На рис. 6.5 дана граничная прямая (1), построенная при таком приближении. Видно, что подобный учет соединения правомерен лишь при достаточно малых значениях q . С увеличением отношения $2T/t_{ф6}$ реальная область колебатель-

* Через безразмерные параметры это условие записывается так: $\gamma_{2кр} = 0,25\gamma_1\theta_{п}(1 + 2\gamma_K/\gamma_1\theta_{п}) - 2\gamma_K$.

ного режима существенно расширяется. Поэтому упрощенное представление линии передачи в таких схемах может привести к недопустимой погрешности расчета, а иногда и к неправильным качественным выводам.

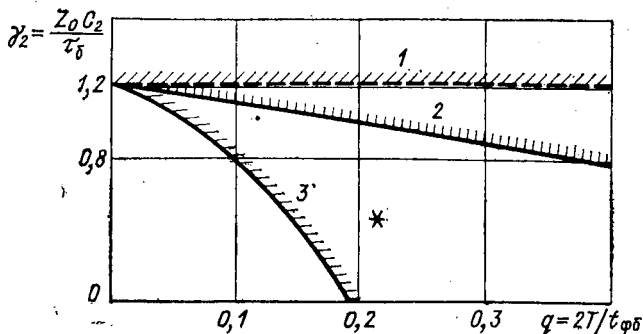


Рис. 6.5. Области аperiodического режима несогласованной системы (лежат ниже соответствующей кривой), построенные без учета линии передачи (1), с учетом интегральной емкости линии (2) и с учетом распределенных параметров линии (3).

* — экспериментальная точка; $\theta_{\Pi} = 0,05$; $r_2 = 0$.

Например, из приближенного расчета несогласованной системы с выходным транзистором типа ГТЗ11Е ($f_T \approx 900$ МГц, $C_{\text{кю}} = 3$ пф) и параметрами цепи: $t_{\phi\delta} = 8$ нс, $Z_0 = 75$ Ом, $T_0 = 5$ нс/м, $l = 17$ см, $C_2 = 25$ пф следует, что колебания в ней отсутствуют [точка с координатами $\gamma_2 = 0,53$ и $q = 0,214$ лежит в области аperiodического режима (рис. 6.5)]. Однако экспериментальные данные, приведенные ниже, свидетельствуют о наличии колебаний с амплитудой $\delta u = 15\%$, что соответствует также результатам точного расчета, учитывающего распределенные параметры линии.

Остановимся на исследовании процессов в несогласованной системе. Кривые на рис. 6.6 иллюстрируют изменение формы напряжения на конце линии передачи в зависимости от относительной длины соединения $q=2T/t_{\text{фб}}$. Характерным для переходного процесса в схеме при небольших значениях q является

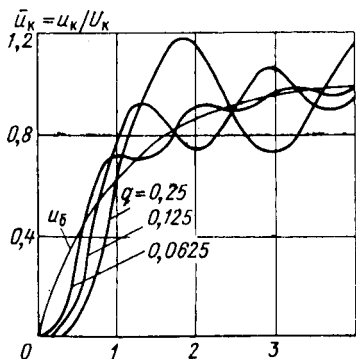


Рис. 6.6. Влияние относительной длины несогласованной линии на форму переходного процесса при $\gamma_2=0,5$; $\theta_n=0,025$; $r_2=0$.

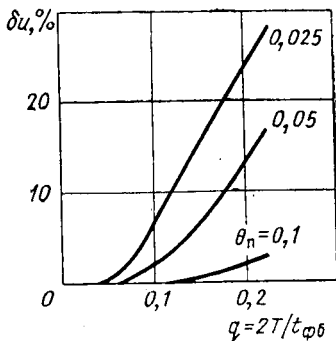


Рис. 6.7. Зависимость амплитуды колебания от относительной длины несогласованной линии и динамической характеристики транзистора при $\gamma_2=0,5$; $r_2=0$.

ся присутствие колебаний на фронте импульса, что может приводить к его задержке на уровне срабатывания воспринимающего сигнала логического элемента. Поэтому при оценке искажения передачи в таких случаях необходимо учитывать не только амплитуду нежелательного колебания на вершине сигнала (δu), но и изменение формы его фронта, увеличивающее задержку импульса (θ_3).

С увеличением относительной длины соединения, как видно из графиков (рис. 6.6), форма фронта улучшается, но все более существенным становятся

колебания на вершине импульса, причем их период и амплитуда растут.

О влиянии скоростных свойств выходного транзистора логического элемента на характер переходного процесса в несогласованной линии можно судить по расчетным графикам, приведенным на рис. 6.7. Из них

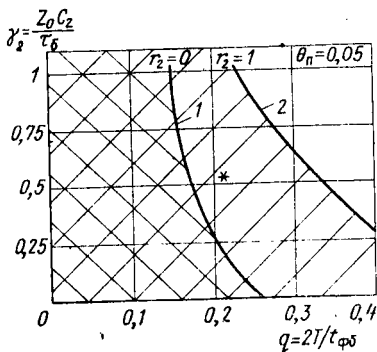


Рис. 6.8. Области допустимых параметров цепи связи с несогласованной линией при $\delta u < 10\%$ (слева от кривой 1) и с согласованной линией при $\theta_n < 2$ (слева от кривой 2).

* — экспериментальная точка.

найти такие соотношения между параметрами несогласованной цепи связи логических элементов, при которых передача импульса осуществляется с искажениями, не превышающими заданных. На рис. 6.8 показана зависимость $\gamma_2 = f(q)$ (кривая 1), построенная при $\theta_n = 0,05$ и допустимой амплитуде колебания нежелательной полярности, равной $\delta u = 10\%$. Полученный график позволяет определить область допустимых параметров схемы соединения с сосредоточенной емкостной нагрузкой на конце.

следует, что с уменьшением предельной частоты f_T транзистора (с ростом θ_n) наблюдается ослабление колебательных свойств системы, сопровождающееся сокращением амплитуды δu .

Полученные кривые указывают на существенную зависимость искажения передачи от разброса выходных транзисторов по f_T , что необходимо иметь в виду, выбирая допустимую длину несогласованных связей.

Используя результаты вычислений, можно

Рассмотрим влияние согласующего сопротивления на передачу импульса в схеме (см. рис. 6.1). На рис. 6.9 представлена функция $\theta_3 = f(q)$, вычисленная при нескольких значениях параметра $\theta_{\Pi} = \tau_{\Pi} / \tau_{\sigma}$. Из графиков следует, что относительная задержка напряжения на конце линии почти линейно зависит от величины q в исследуемом диапазоне параметров и увеличивается с ухудшением быстродействия выходного транзистора.

Характерное изменение формы нарастающей части сигнала, вызванное вторым важным фактором — емкостной нагрузкой на конце линии, можно наблюдать по вычисленным кривым на рис. 6.10. Видно, что с ростом нагрузочного коэффициента γ_2 в практическом диапазоне параметров фронт напряжения u_k изменяется мало, в то время как его задержка заметно увеличивается.

Анализ зависимости величины θ_3 от относительной длины связи при различных нагрузках (рис. 6.11) показывает, что задержка сигнала в согласованной линии, как правило, больше, чем в несогласованной. Следует отметить, что при больших емкостных нагрузках на конце длинных линий, несмотря на наличие согласующего сопротивления, могут появляться затухающие колебания на вершине передаваемого импульса. Расчетная кривая, показанная на рис. 6.11 штриховой линией, иллюстрирует эффект роста ко-

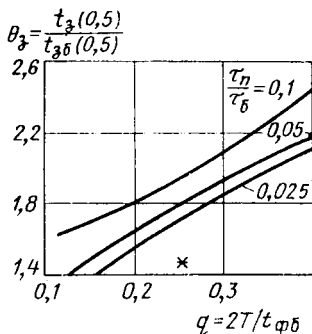


Рис. 6.9. Зависимость задержки сигнала от относительной длины согласованной ($r_2=1$) линии с нагрузкой $\gamma_2=0,5$ при различных динамических характеристиках транзистора.
* — расчетная точка при $\theta_{\Pi}=0,1$ и $r_2=0$.

лебаний δu по мере удлинения соединения при $\gamma_2=1$.

На основе расчетных данных получена нормированная кривая 2 (см. рис. 6.8), ограничивающая область параметров рассматриваемой схемы с согласованной линией и $\theta_{\text{д}}=0,05$, обеспечивающих передачу сигнала с задержкой, меньшей допустимой величины.

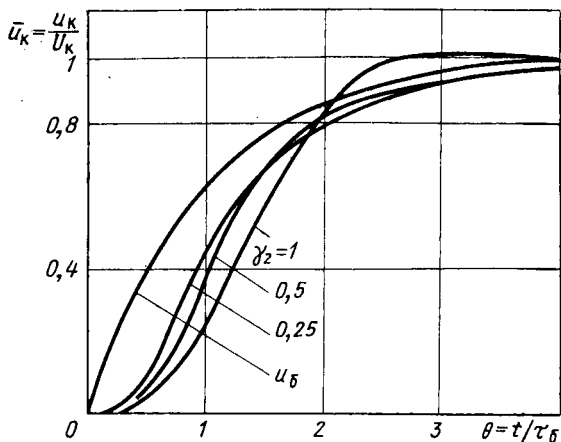


Рис. 6.10. Форма нарастающей части напряжения на конце согласованной линии при различных коэффициентах нагрузки $\gamma_2=Z_0 C_2/\tau_0$ и $q=0,25$; $\theta_{\text{д}}=0,05$.

В качестве критерия при расчете принято, что задержка импульса на конце линии не более чем в 2 раза превышает задержку, измеренную на уровне 0,5 напряжения на базе ($\theta_0 \leq 2$). Из графика следует, что при согласовании допустимая длина линии в зависимости от нагрузки увеличивается в 1,5—2 раза по сравнению с несогласованной линией.

На рис. 6.12 представлены осциллограммы, снятые в схеме с несогласованной и согласованной линиями

передачи и близкими к расчетным параметрами. Измерение степени искажения (δu и θ_3) показывает, что в соответствии с принятыми выше критериями система попадает в область допустимых параметров только при согласовании соединения с активной частью нагрузки. Относительная задержка θ_3 при этом составляет около 1,5. В отсутствие согласующего сопротивления относительная амплитуда отрицательного колебания на вершине импульса $\delta u \approx 15\%$.

Такой же вывод следует из анализа полученных выше расчетных графиков (рис. 6.8).

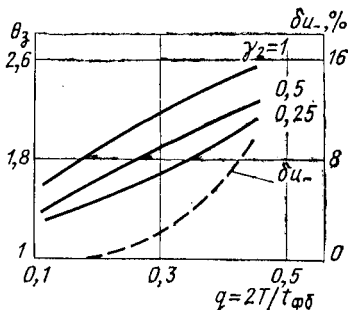


Рис. 6.11. Влияние относительной длины согласованной линии на задержку импульса при различных нагрузках и на амплитуду колебания при $\gamma_2 = 1$; $\theta_{II} = 0,05$.

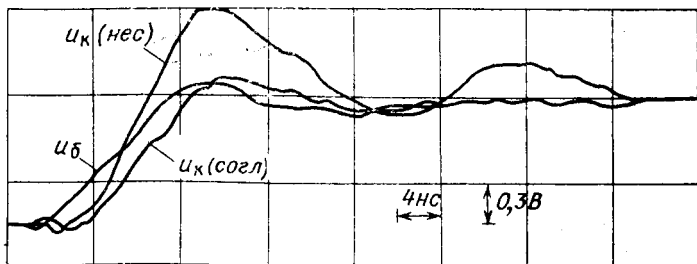


Рис. 6.12. Оциллограммы напряжения $u_б$, $u_к$ нес, $u_к$ согл, снятые в схеме с параметрами:

выходной транзистор типа ГТЗ11Е ($f_T \approx 900$ МГц; $C_{K0} = 3$ пФ); $t_{фб} = 8$ нс; $Z_0 = 75$ Ом; $T_0 = 5$ нс/м; $l = 17$ см; $C_2 = 25$ пФ. Нормированные параметры: $q = 0,215$; $\theta_{II} \approx 0,05$; $\gamma_1 = 0,275$; $\gamma_K = 0,137$.

Влияние динамических характеристик выходного транзистора

Рассмотрим некоторые общие выводы, которые следуют из анализа и относятся к схеме соединения одного логического элемента типа СЭТЛ с одной или группой элементов, сосредоточенных на конце линии передачи. Характерная особенность такой системы состоит в том, что искажение передачи, вносимое соединением, проявляется в основном в виде затухающих колебаний на вершине сигнала (в несогласованной схеме) и задержки импульса (в согласованной схеме). При этом длительность фронта почти не увеличивается.

Степень искажения (оцениваемая величинами δu и θ_3) в той и другой системе по-разному зависит от параметра $\theta_{II} = \tau_{II} / \tau_6$. С ростом быстродействия выходного транзистора колебания в несогласованной схеме возрастают по амплитуде, а задержка сигнала при согласовании сокращается. С этой точки зрения для последней системы целесообразно применять транзисторы с максимальной для данного типа предельной частотой f_T . В то же время при отсутствии согласующего сопротивления предпочтительными оказываются триоды с меньшими значениями f_T . Естественно, что чрезмерное снижение быстродействия приборов в этом случае в конце концов приводит к заметному росту задержки сигнала и им ограничивается. Тем не менее, при таком подходе можно существенно сократить искажение сигналов в соединениях или увеличить допустимую длину межсхемных линий.

При построении практических схем может возникнуть задача о целесообразности согласования тракта передачи известной длины*. Как следует из проведенного анализа, ее решение для рассматриваемого част-

* Указанная задача относится к случаю, когда конструкция объединительной монтажной платы и размещение логических элементов уже определены из других соображений.

ного случая во многом зависит от предельной частоты f_T используемых транзисторов и длительности переключения логического элемента. Поскольку в схеме с объединенными эмиттерами фронт напряжения на базе выходного транзистора определяется, в основном, цепочкой $R_k - C_1$, при решении вопроса о согласовании необходимо учитывать соотношение между частотой f_T транзисторов и их коллекторными емкостями.

Предположим, что применяемые транзисторы характеризуются минимальным разбросом по f_T . Основываясь на результатах расчета, найдем, например, насколько необходимо согласование линий с относительной длиной $q=0,25$ в системе с $\theta_{II}=0,1$ и $v_2=0,5$. (Абсолютные значения: $f_T \approx 700$ МГц, $C_k=4$ пФ, $t_{ф6} = 5$ нс, $Z_0=75$ Ом, $l=10$ см, $T_0=6,5$ нс/м, $C_2=15$ пФ.)

В соответствии с вычисленными графиками (см. рис. 6.9) относительная задержка в несогласованной схеме (величина θ_3 отмечена звездочкой) на 30% меньше, чем в согласованной, а колебания не превышают 5% (рис. 6.7). Ясно, что согласование линии в данной цепи нецелесообразно.

К обратному выводу, обусловленному ростом колебаний (до $\Delta u \approx 18\%$) в несогласованной схеме, можно прийти, анализируя подобную систему, построенную на транзисторах с теми же переходными емкостями, но с частотой, f_T в 2 раза большей (т. е. $\theta_{II} \approx 160 \times 10^{-3} / [f_T R_k (C_k + C_{вх \text{ эп}})] = 0,05$). Выполняя согласование (рис. 6.4), удается полностью исключить колебательный процесс на вершине передаваемого импульса.

Таким образом, чрезмерное увеличение частоты f_T транзисторов без снижения их переходных емкостей, не вызывая существенного улучшения собственного фронта схемы, может приводить к усилению искажения сигналов в системе и необходимости согласования даже коротких соединений. Этот вывод согласуется с общим требованием к характеристикам транзистора, определяющим быстрдействие схемы.

П.1. ФОРМА НАПРЯЖЕНИЯ НА КОНЦЕ ЛИНИИ
С РЕЗИСТИВНЫМИ НАГРУЗКАМИ

Используя выражения (3.3), найдем значения напряжения $u_{\kappa}(\theta)$ в дискретные моменты времени $\theta = qn$ при $\theta < 1$:

$$u_{\kappa}(\theta) = U_{\text{вх}} \beta (1 + K_{02}) q \sum_{j=0}^{n-1} (nS^j - jS^j). \quad (\text{П.1.1})$$

Вычисляя сумму, получаем при $\theta = qn$ ($n=0, 1, 2, \dots, n_0$)

$$u_{\kappa}(\theta)/U_{\text{вх}} = A_n(\theta) = \frac{\beta(1 + K_{02})q}{1-S} \left(n - S \frac{1-S^n}{1-S} \right). \quad (\text{П.1.2})$$

Определим форму импульса при $t > t_{\Phi}$ (или $\theta > 1$). Из (3.5) следует, что в моменты $\theta = q(n_0 + m + \kappa)$, где $m=0, 1, 2, \dots$,

$$\begin{aligned} u_{\kappa}(\theta)/U_{\text{вх}} &= A_{n_0+m+1}(\theta) - A_m(\theta-1) = \\ &= A_{n_0+m+1}[q(n_0 + m + \kappa)] - A_m(qm) = \\ &= \beta(1 + K_{02})q \left\{ \left[(n_0 + m + \kappa) \sum_{j=0}^{n_0+m} S^j - \sum_{j=0}^{n_0+m} jS^j \right] - \right. \\ &\quad \left. - \left[m \sum_{j=0}^{m-1} S^j - \sum_{j=0}^{m-1} jS^j \right] \right\}. \quad (\text{П.1.3}) \end{aligned}$$

Преобразуем выражение в первых квадратных скобках:

$$\begin{aligned} &(n_0 + m + 1 + \kappa - 1) \sum_{j=0}^{n_0+m} S^j - \sum_{j=0}^{n_0+m} jS^j = \\ &= \frac{1}{1-S} \left(n_0 + m + 1 - S \frac{1-S^{n_0+m+1}}{1-S} \right) - \\ &- (1-\kappa) \frac{1-S^{n_0+m+1}}{1-S} = \frac{1}{1-S} \left\{ n_0 + m + 1 - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1-S^{n_0+m+1}}{1-S} [1-\kappa(1-S)] \right\}. \end{aligned}$$

Подставив результат в П.1.3, получаем соотношение (3.6). Аналогично для моментов времени $\theta = q(n_0 + m + 1)$, где $m = 0, 1, 2, \dots$, находим

$$u_{\kappa}(\theta)/U_{\text{вх}} = A_{n_0+m+1} [q(n_0 + m + 1)] - A_{m+1} [q(m + 1 - \kappa)] = \\ = \beta(1 + K_{\text{с}}) q \left\{ \left[(n_0 + m + 1) \sum_{j=0}^{n_0+m} S^j - \sum_{j=0}^{n_0+m} j S^j \right] - \right. \\ \left. - \left[(m_0 + 1 - \kappa) \sum_{j=0}^m S^j - \sum_{j=0}^m j S^j \right] \right\}.$$

Преобразуя выражение в квадратных скобках описанным выше образом, приходим к формулам (3.6).

П.2. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Учитывая, что переходный процесс в линии передачи с резистивными нагрузками при линейном фронте входного сигнала описывается кусочно-линейной функцией (см. § 3.1) и используя определение (3.11), интегральные характеристики напряжения на конце соединения можно записать в виде:

$$\Theta_{\text{с}} = \frac{\tau_{\text{с}}}{t_{\Phi}} - \frac{q}{2} \sum_{j=0}^{\infty} (2j + 1) (A_{j+1} - A_j),$$

$$\Theta_{\text{с}\kappa}^2 = \left(\frac{\tau_{\text{с}\kappa}}{t_{\Phi}} \right)^2 = \frac{q^2}{3} \sum_{j=0}^{\infty} [(j+1)^3 - j^3] (A_{j+1} - A_j - \Theta_{\text{с}}^2), \quad (\text{П.2.1})$$

где A_j — значения нормированной переходной функции в точках $0, 2T, 4T, \dots$

Вычислим суммы в выражениях (П.2.1) при целочисленном отношении $1/q = n_0$ ($\kappa = 0$). Поскольку переходное напряжение описывается функциями (3.7) в диапазонах $0 < t < t_{\Phi}$ и $t > t_{\Phi}$, соотношения (П.2.1) удобно представить в виде:

$$\Theta_{\text{с}} = \frac{q}{2} \sum_{n=0}^{n_0-1} (2n + 1) (A_{n+1} - A_n) +$$

$$+ \frac{q}{2} \sum_{m=0}^{\infty} [2(n_0 + m) + 1] (A_{m+1} - A_m),$$

$$\Theta_{\pi}^2 = \frac{q^2}{3} \sum_{n=0}^{n_0-1} [(n+1)^3 - n^3] (A_{n+1} - A_n) +$$

$$+ \frac{q^2}{3} \sum_{m=0}^{\infty} [(n_0 + m + 1)^3 - (n_0 + m)^3] (A_{m+1} - A_m) - \Theta_3^2. \quad (\text{П.2.2})$$

Имея в виду, что

$$A_n = q \left(n - S \frac{1 - S^n}{1 - S} \right) \text{ и } A_m = q \left[n_0 - \frac{S^{m+1}}{1 - S} (1 - S^{n_0}) \right],$$

определяем соответствующие разности в (П.2.2). С учетом начальной задержки получаем выражения (3.13), (3.14) для расчета интегральных характеристик.

На рис. П.2.1 изображены графики зависимости интегральных характеристик, определяющих относительные значения задержки Θ_3 и длительности нарастания Θ_{π} напряжения на конце линии передачи с резистивными нагрузками от их величины, параметров соединения и длительности фронта входного сигнала. Здесь $S = K_{01}K_{02}$, где $K_{01} = (R_1 - Z_0)/(R_1 + Z_0)$, $K_{02} = (R_2 - Z_0)/(R_2 + Z_0)$.

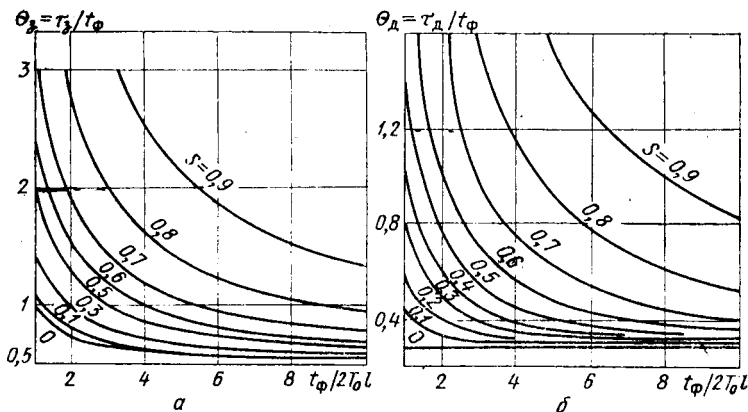


Рис. П.2.1.

П.3. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ Z_{0o} И Z_{0e} ДЛЯ РАСЧЕТА ПЕРЕКРЕСТНОЙ НАВОДКИ

Значения Z_{0o} и Z_{0e} следующим образом выражаются через погонные параметры взаимодействующих линий и измеряемые величины:

$$Z_{0o} = \frac{T_0}{C_{0o}} = \frac{T}{2C_2 - 0,5C_1}, \quad Z_{0e} = \frac{T_0}{C_{0e}} = \frac{T}{0,5C_1}.$$

Здесь $T = T_0 l$ — задержка в линии, а емкости C_1 и C_2 измеряются по схеме, показанной на рис. П.3.1.

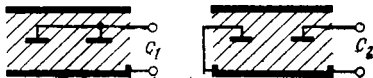


Рис. П.3.1.

П.4. ФОРМА ПЕРЕКРЕСТНОЙ НАВОДКИ ПРИ ЛИНЕЙНОМ ФРОНТЕ СИГНАЛА

Выразим напряжение $u_n(t)$ в начале линии через известную функцию $u_K(t)$, описывающую процесс на ее конце (3.7). Из (2.9) получаем

$$u_n(t) = u_K(t)/(1+K_{o2}) + K_{o2}u_K(t-2T)/(1+K_{e2}).$$

Подставляя сюда равенство (3.7), приходим к следующему выражению:

$$u_n(\theta) = \begin{cases} \frac{\beta U_{\text{вх}}}{(1-S)n_0} \left\{ n(1+K_{o2}) - K_{o2} - \frac{S}{1-S} [(1-S^n) + K_{o2}(1-S^{n-1})] \right\} \\ \text{при } \theta = qn \quad (n = 0, 1, 2, \dots, n_0), \\ \frac{\beta U_{\text{вх}}}{(1-S)n_0} \left\{ n_0(1+K_{o2}) - \frac{S^{m+1}}{1-S} (1-S^{n_0})(S+K_{o2}) \right\} \\ \text{при } \theta = q(n_0 + m + 1); \quad (m = 0, 1, 2, \dots). \end{cases}$$

Форма помехи определяется с помощью очевидного равенства:

$$u_n^u(\theta) = u_n^u(\theta) - u_n^u(0).$$

Учитывая, что $K_{o1o} = K_{n2o} = K_o$, $K_{n1e} = K_{o2e} = -K_o$, $\beta_s = (1+K_o)/2$, $\beta_0 = (1-K_o)/2$, получаем выражение для помехи в начале пассивной линии [см. (3.8)].

П.5. ФОРМА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ЦЕПИ СВЯЗИ НАГРУЗОК ЕМКОСТНОГО ТИПА

Приведенные на рис. П.5.1.—П.5.8 функции иллюстрируют зависимость формы переходного напряжения $\bar{u}_1 = u_1 / \beta U_{вх}$ (нормированного к своему установившемуся значению) в первом узле схемы соединения (см. рис. 4.1) равномерно расположенных вдоль линии передачи конденсаторов от параметров цепи. Здесь $q = 2T_0 l_i / \tau_{вх}$ — отношение удвоенной электрической длины отрезка линии, соединяющего соседние конденсаторы, к постоянной времени фронта входного сигнала, имеющего экспоненциальную форму; $\gamma_\tau = Z_0 C / 2\tau_{вх}$ — коэффициент, определяющий емкость C нагрузки; N — число конденсаторов в цепи; $K_{0\text{ вх}} = (R_1 - Z_0) / (R_1 + Z_0)$ — коэффициент отражения от выходного сопротивления R_1 задающего генератора с напряжением $\bar{u}_{вх} = u_{вх} / U_{вх}$. Резистор в конце всей цепи имеет сопротивление $R_2 = Z_0$.

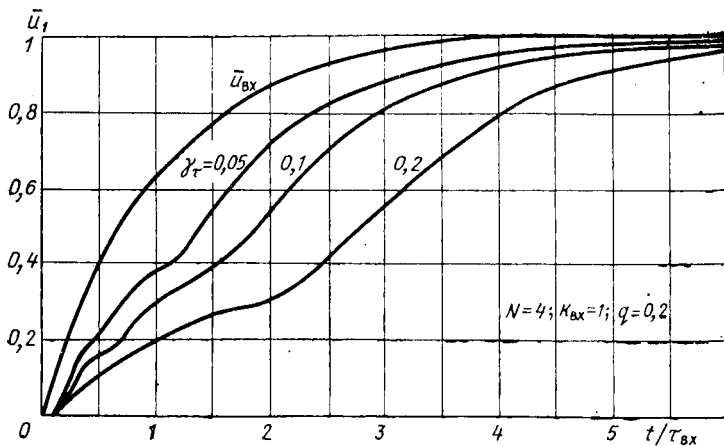


Рис. П.5.1.

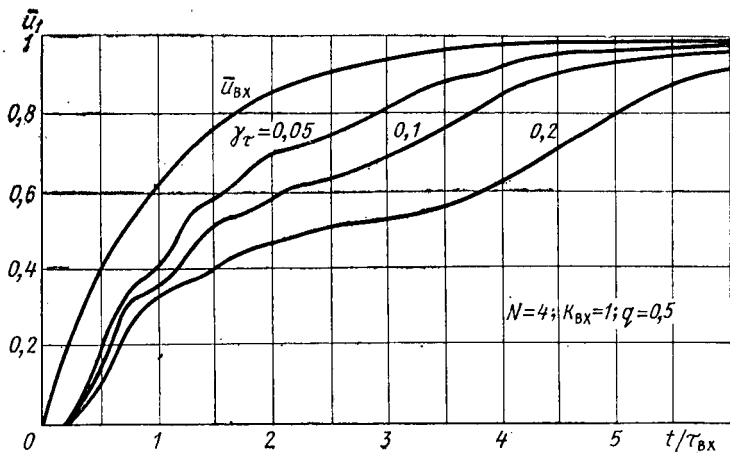


Рис. П.5.2.

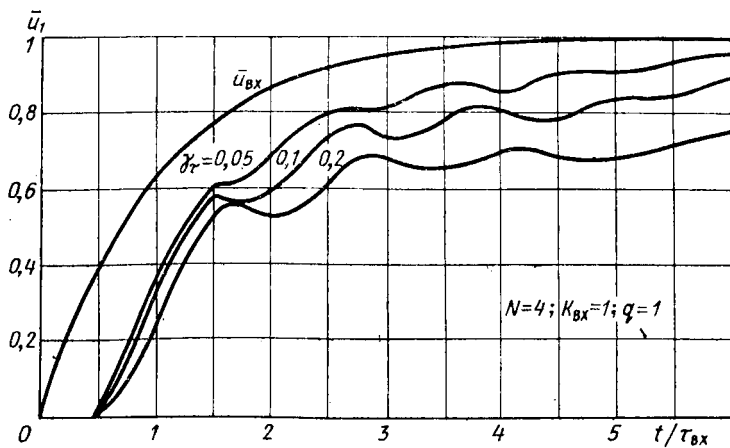


Рис. П.5.3.

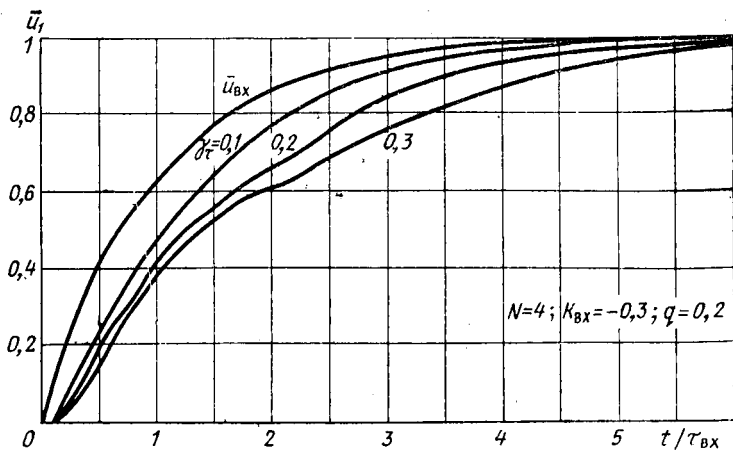


Рис. П.5.4.

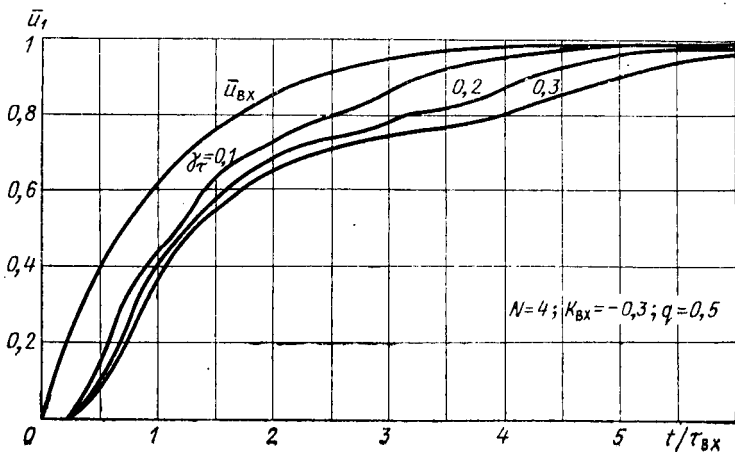


Рис. П.5.5.

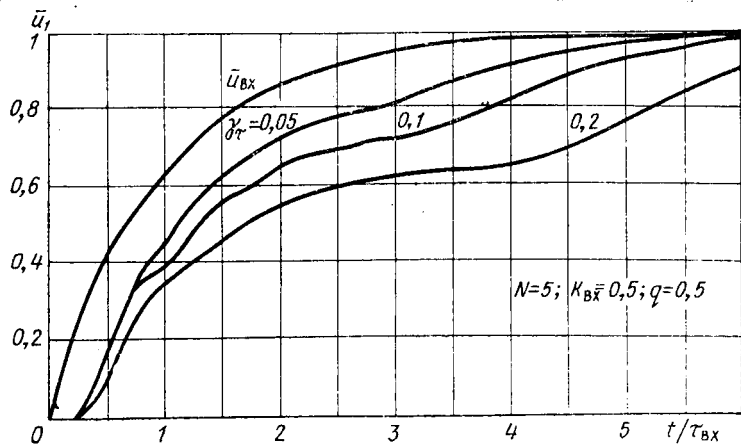


Рис. П.5.6.

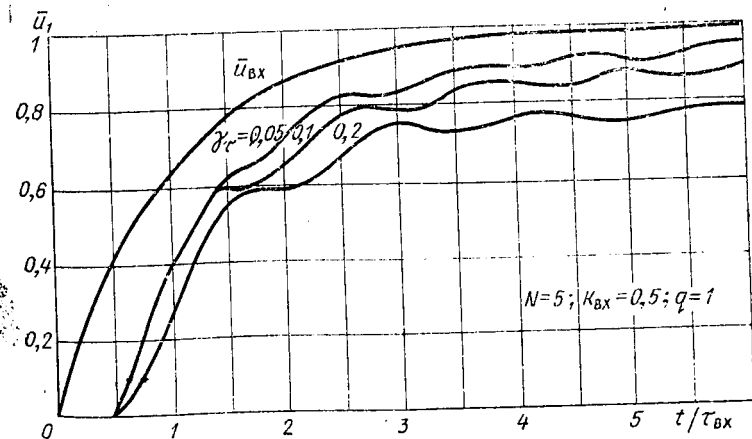


Рис П.5.7.

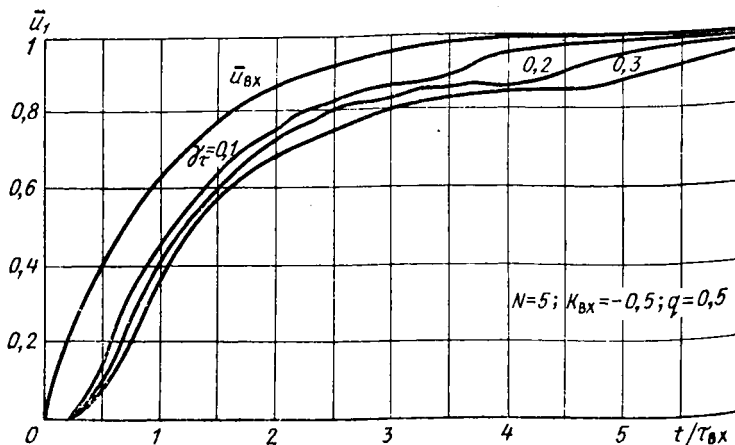


Рис. П.5.8.

П.6. К ВЫВОДУ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ЦЕПИ СВЯЗИ ЭЛЕМЕНТОВ ТИПА СЭТЛ

Запишем несколько очевидных соотношений для начала линии в схеме соединения элементов типа СЭТЛ (рис. 6.1).

$$u_{L1}(k) = u_{C1}(k) = u_{R1}(k) = u_1(k) - u_H(k),$$

$$u_{L1}(k+1) = -u_{L1}(k) + \frac{2L_1}{\Delta t} \Delta i_{L1},$$

$$i_0(k) = i_{L1}(k) + i_{R1}(k) + i_{C1}(k),$$

$$i_{C1}(k+1) = -i_{C1}(k) + \Delta u_{C1} 2C/\Delta t.$$

Отсюда определяем токи i_{R1} , i_{L1} , i_{C1} . Обозначив $Z_0 i_{C1}(k) = u_C(k)$ и $Z_0 i_{L1}(k) = u_L(k)$ и комбинируя полученные равенства с учетом выражения $u_H(k) = Z_0 i_0(k) - e_0(k - k_0)$, приходим к системе уравнений, приведенных в § 6.4.

Вывод разностного уравнения для напряжения $u_H(k)$ дан в § 3.5.

П. 7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТИПИЧНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ ЭВМ

Тип монтажа	Электрические параметры																		
Провода удалены от проводников с обратными токами более чем на 10 d	$L_{[нГ]} = 2l_{[см]} \{ \ln(4l/d) - 1 \};$ $L_{в[нГ]} = 2l_{[см]} \{ (s+d)/l + \ln[1,47l/(s+d)] \}$ $C_{во} = 0,12\epsilon/lg[2(s+d)/d];$																		
Провода над „заземленной“ плоскостью	$C_0 = 0,24\epsilon/lg[4h_{[мм]} + d_{[мм]}];$ $L_0 = 2[lh(4\pi/d) - K],$ <p>где h — расстояние от центра провода до „земли“ (мм); K — коэффициент</p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="text-align: center;">2h/l</th> <th style="text-align: center;">0,1</th> <th style="text-align: center;">0,2</th> <th style="text-align: center;">0,3</th> <th style="text-align: center;">0,4</th> <th style="text-align: center;">0,5</th> <th style="text-align: center;">0,6</th> <th style="text-align: center;">0,7</th> <th style="text-align: center;">0,8</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center;">K</td> <td style="text-align: center;">0,1</td> <td style="text-align: center;">0,2</td> <td style="text-align: center;">0,28</td> <td style="text-align: center;">0,35</td> <td style="text-align: center;">0,44</td> <td style="text-align: center;">0,5</td> <td style="text-align: center;">0,58</td> <td style="text-align: center;">0,65</td> </tr> </tbody> </table>	2h/l	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	K	0,1	0,2	0,28	0,35	0,44	0,5	0,58	0,65
2h/l	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8											
K	0,1	0,2	0,28	0,35	0,44	0,5	0,58	0,65											
Скрученные (прямой и обратный) провода	$Z_{0[Ом]} \approx \frac{120}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{S+d}{d}.$ <p>Здесь s' — шаг между витками</p> <p style="text-align: right;"><i>Две „скрутки“ на минимальном расстоянии друг от друга</i></p> <table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="text-align: center;">d</th> <th style="text-align: center;">s'</th> <th style="text-align: center;">C₀</th> <th style="text-align: center;">L₀</th> <th style="text-align: center;">C_{во}</th> <th style="text-align: center;">L_{во}</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center;">0,3</td> <td style="text-align: center;">5</td> <td style="text-align: center;">0,35</td> <td style="text-align: center;">5</td> <td style="text-align: center;">1,15</td> <td style="text-align: center;">1,8</td> </tr> </tbody> </table>	d	s'	C ₀	L ₀	C _{во}	L _{во}	0,3	5	0,35	5	1,15	1,8						
d	s'	C ₀	L ₀	C _{во}	L _{во}														
0,3	5	0,35	5	1,15	1,8														

Проводной монтаж*

Тип монтажа		Электрические параметры										
Монтаж коаксиальных кабелей	Внутриблочный (I); межблочный (II)	Тип монтажа	d , мм	Z_0 , Ом	δZ_0 , %	T_0 , нс/м	r_0 , Ом/м	β , дБ				
		I	1	50	± 10	4,8	0,7	0,8				
		II	2	50	± 5	4,8	0,35	0,6				
Печатный монтаж*	Проводники на плате без экранирующего слоя "земли"	При $D=0,03$ мм; $w=0,5$ мм; $\epsilon=5$				При $D/w=0 \div 1$						
		Взаимное положение двух линий	h	I_0	C_{BO}	L_{BO}	l/w	L_0				
		На одном слое при $s=0,5$ мм	0,5	8,5	0,5	5	10^{-1}	0,5				
		На соседних слоях при $s=0,5$ мм	0,25	8,5	0,6	3,8	1	2,7				
		Одна под другой на соседних слоях	0,5	8,5	0,4	2,5	10	6,2				
	0,25	8,5	1,7	8,5	10^2	9,5						
	0,5	8,5	0,9	5,8	10^3	11						
Здесь D и h толщина линии и диэлектрического слоя платы (мм)												
		При $h=0,25$ мм; $D=0,03$ мм; $\epsilon=5$				При $D=0,03$ мм; $\epsilon=5$ (две линии на одном слое)						
	w	0,5	1	2	5	w	s	h	C_0	L_0	C_{BO}	L_{BO}
	C_0	1,9	2,6	4,8	12	0,5	0,5	0,25	1,9	4,3	1,4	0,5
	L_0	4,3	2,2	1	0,5	0,5	0,5	0,5	1,5	5,5	0,25	1

Тип монтажа		Электрические параметры							
Монтаж коаксиальными кабелями	Внутриблочный (I); межблочный (II)	l , м	$t_{фкI}$	$t_{фкII}$	Здесь d — внешний диаметр кабеля; r_0 — сопротивление внутреннего проводника; β — коэффициент затухания при $f=200$ МГц; $t_{фк}$ — длительность фронта импульса (нс) на конце согласованного кабеля, измеренная по уровням 0,1—0,8 напряжения в начале линии при $t_{фн}=0,2$ нс				
		5	2,5	1,2					
		10	15	4					
		20	50	18					
30	—	65							
Разъемные соединения	Соединители печатных плат	<i>Неэкранированные</i>							
		l_K , см	N_K , шт	a_K , мм	L_K , нГ	L_{BK} , нГ	C_{BK} , пФ		
		3	50—100	3,75	30	20	3		
	<i>Экранированные</i>								
	Взаимное положение соединяемых плат		l_K , см	N_K , шт	a_K , мм	C_K , пФ	L_K , нГ	K_0 , %	$K_{пом}$, %
	В ортогональных плоскостях		2,5	30—90	2,5	3,5	15	5	5
В одной плоскости		2,5	20—50	3,75	4	15	5	5	
Соединители жгутов коаксиальных кабелей		l_K , см	N_K , шт	a_K , мм	КСВН при $f=500$ МГц	K_0 , %	$K_{пом}$, %		
		2,5	20—50	4	1,15	1	0,1		

Здесь l_K , N_K , a_K — длина, количество и шаг установки контактов; K_0 , $K_{пом}$ — коэффициенты отражения и помехи при $t_{фн}=1$ нс

* s — расстояние между краями соседних проводников; C_0 , $C_{во}$, L_0 , $L_{во}$ — погонные реактивности соединений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cotten L. W. Circuit implementation of high-speed pipeline systems. — «AFIPS Conference proceedings», 1965, v. 27, Pt. I, p. 489—504.
2. Флэнн М. Дж., Лоу Р. Р. The IBM System/360 model 91: Some remarks on system development. — «IBM J. of Res. and Dev.», 1967, № 1.
3. Веллоу Ф. и др. A circuit packaging model for high-speed computer technology. — «IBM J. of Res. and Dev.», 1965, v. 7, № 5, p. 182—189.
4. Фокс Р. Е., Несторк В. Дж. Design of logic circuit technology for IBM System/370 models 145 and 155. — «IBM J. of Res. and Dev.», 1971, № 5, p. 384—390.
5. Лундстром С., Коварт В. Physical aspects of logical devices. — «Computers», 1972, v. 5, № 1.
6. Торреро Е. А. A special report on design tradeoffs in today's standard logic family lines. — «Electr. Des.», 1972, v. 20, № 12.
7. Файзулаев Б. Н., Микитин В. М. Выбор оптимальной геометрии и компоновки функциональных узлов процессора быстродействующих ЭВМ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ», 1970, вып. 3, с. 101—111.
8. Беляускас Б.-В. Б., Янушонис С. С. Задержка сигнала в типовых корпусах интегральных микросхем. — «Электронная техника. Сер. VI. Микроэлектроника», 1971, вып. 8.
9. Но И. Т., Муллик С. К. Analysis of transmission lines on integrated-circuit chips. — «IEEE J.», 1967, v. SC-2, № 4, p. 201—208.
10. Кейес Р. В. Physical problems and limits in computer logic. — «IEEE Spectrum», 1969, v. 6, № 5, p. 36—45.
11. Вальф Т. Use ECL 10,000 layout rules. — «Electr. Des.», 1972, v. 20, № 17, p. 72—76.
12. Сечлер Р. и др. ASLT circuit design. — «IBM J. of Res. and Dev.», 1967, v. 11, № 1.
13. Дьюкс Д. П. Печатные схемы. Пер. с англ. М., ИЛ, 1963.
14. Гроднев И. И. Передача электромагнитных сигналов по направляющим системам. М., «Связь», 1967.
15. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. М., «Сов. радио», 1964.
16. Глебович Г. В. Искажения наносекундных импульсов при прохождении по коаксиальному кабелю. — «Радиотехника», 1963, т. 18, № 10.

17. Г л е б о в и ч Г. В. Переходные процессы в однородных линиях передачи импульсов. — «Труды Горьковского политехнического института», 1964, т. 20, вып. 2, с. 3—7.
18. K o l i a s J. T. Computer connections and the fivefold increase. — «Electr. Pack. and Product.», 1971, № 3, p. 85—91.
19. К у р а н т Р., Г и л ь б е р т Д. Методы математической физики. Пер. с нем. Гостехиздат, 1951, т. 2.
20. К о н т о р о в и ч М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. М., «Наука», 1964.
21. В а з о в В., Ф о р с а й т Дж. Разностные методы решения дифференциальных уравнений в частных производных. Пер. с англ., ИЛ, 1963.
22. Б е р ж е р о н Л. От гидравлического удара в трубах до разряда в электрической сети. Пер. с франц. М., машгиз, 1962.
23. К а р а е в Р. И. Переходные процессы в линиях большой протяженности. М., Госэнергоиздат, 1963.
24. G r e y W., A l t h a m m e r P. The calculation of electromagnetic transients of lines by means of a digital computer. — «The Brown Boveri Review», 1961, v. 48, № 5/6.
25. К а д ы м о в Я. Б. Переходные процессы в системах с распределенными параметрами. М., «Наука», 1968.
26. Ц ы п к и н Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.
27. Основы электротехники. Под ред. К. А. Круга. М., Госэнергоиздат, 1952.
28. А й з и н о в М. М. Анализ и синтез линейных радиотехнических цепей в переходном режиме. М., «Энергия», 1968.
29. J a r v i s D. The effects of interconnections on high-speed logic circuits. — «IEEE Trans.», 1963, v. EC-12, № 5, p. 476—487.
30. S t o p p e r H. Leitungsprobleme in schnellen Digital-rechnerh «Elektronische Rechenanlagen», 1966, August, s. 181—186. Перевод: «Экспресс-информация. Вычислительная техника», 1966, № 43.
31. Н а у м о в Ю. Е. Интегральные логические схемы. М., «Сов. радио», 1970.
32. Б е л ь у с к а с Б.-В. Б., М а р ц и н к е в и ч у с А.-И. К. О замене отрезка длинной линии четырехполюсником с сосредоточенными параметрами. — Труды научно-технической конференции. Радиозлектроника», 1969, т. 5, Каунас.
33. М а м о н к и н И. Г. Импульсные усилители. М., Госэнергоиздат, 1958.
34. E l m o r e W. The transient response of clamped linear networks with particular regard to wideband amplifiers. — «J. of Appl. Phys.», 1948, v. 19, № 1.
35. И ц х о к и Я. С. Импульсные усилители. М., «Сов. радио», 1959.

36. Березин И. С., Жидков П. П. Методы вычислений. М., Физматгиз, 1959.
37. Назаров М. В., Кувшинов Б. И., Попов О. В. Теория передачи сигналов. М., «Связь», 1970.
38. Grayton R. A numerical analysis of the transient behavior of a transistor circuit. — «IBM J. Res. and Dev.», 1966, v. 10, № 4, p. 292—299.
39. Чурин Ю. А. Об алгоритме расчета переходного процесса в линии передачи. — «Радиотехника и электроника», 1969, № 9, с. 1688—1690.
40. Hill Y. and oth. A general method for obtaining impedance and coupling characteristics of practical microstrip and triplate transmission line configurations. — «IBM J. Res. and Dev.», 1969, v. 13, № 3, p. 314—322.
41. Cohn S. Shielded coupled-strip transmission lines. — «IRE Trans.», 1955, v. MTT-3, October.
42. Feller A., Kaupp H., DiGiacomo J. Crosstalk and reflections in high-speed digital Systems. — In: 1965 Fall Joint Computer Conference AFIPS Proc., v. 27, p. 511—525.
43. Jones E., Bolljahn J. Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers. — «IRE Trans.», 1956, v. MTT-4.
44. Анализ и расчет интегральных схем. Ч. 2. Пер. с англ. М., «Мир», 1969.
45. Yao F. Analysis of signal transmission on ultra high-speed transistorised digital computers. — «IEEE Trans.», 1963, v. EC-12, № 4, p. 372—382.
46. Гарт Е., Кэтт И. Межсоединения для сверхбыстродействующих интегральных схем. — «Электроника», 1966, т. 39, № 14.
47. Пекелис В. Г., Сямхес В. Я. Паразитные связи и наводки в быстродействующих ЭЦВМ. Минск, «Наука и техника», 1967.
48. De Falco J. A. Reflection and crosstalk in logic circuit interconnections. — «IEEE Spectrum», 1970, v. 7, № 7, p. 44—50.
49. Connolly J. Cross coupling in high-speed digital systems. — «IEEE Trans.», 1966, v. EC-15, № 3, p. 323—327.
50. Сямхес В. Я. Анализ переходных процессов в однородных связанных линиях с учетом оконечных нагрузок. — «Вопросы радиоэлектроники, Сер. ЭВТ», 1970, вып. 4, с. 20—28.
51. Catt I. Crosstalk (Noise) in digital systems. — «IEEE Trans.», 1967, v. EC-16, № 6, p. 743—763.
52. Caulton M. and oth. Measurement of the properties of microstrip transmission lines for microwaves integrate circuits. — «RCA Review», 1966, XXVII, № 3, p. 377.391.
53. Kaupp H. R. Characteristics of microstrip transmission lines. — «IEEE Trans.», 1967, v. EC-16, № 2.

54. Рич А. Сглаживание прохождения потока информации. — «Электроника», 1967, т. 40, № 24, с. 3—7.
55. Wassel G. N. Multiple reflections on pulse signal transmission lines-model for computer solution. — «IEEE Trans.», 1967, v. EC-16, № 2.
56. Wassel G. N. Multiple reflections from RC-loading of pulse signal transmission lines. — «IEEE Trans.», 1968, v. C-17, № 8.
57. Sasaki A., Watanabe S. Computer simulation of pulse propagation through a periodic loaded transmission line. — «IEEE Trans.», 1970, v. C-19, № 1, p. 25—33.
58. Polk C. Transient response of a transmission line containing an arbitrary number of small capacitive discontinuities. — «IEEE Trans.», 1960, v. CT-7, № 2, p. 151—157.
59. Флинн М., Амдал Г. Технические аспекты разработки большой сверхбыстродействующей вычислительной машины. — В кн.: Микроэлектроника и большие системы. Пер. с англ. М., «Мир», 1967.
60. Seeds H. and oth. Integrated complimentary transistor nano second logic. — «Proc. IEEE», 1964, v. 52, № 12, p. 1584—1590.
61. Пономарев Е. И., Симхес В. Я. Некоторые особенности работы интегральных схем типа ТТЛ в логических устройствах. — «Вопросы радиоэлектроники, Сер. ЭВТ», 1971, вып. 6, с. 40—45.
62. Ногна О. А. Pulse reflection in transmission lines. — «IEEE Trans.», 1971, v. C-20, № 12, p. 1558—1563.
63. Чурин Ю. А. Анализ работы логического элемента типа СЭТЛ на линии передачи. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Ф. В. Лукина. Вып. 5. М., «Сов. радио», 1972.
64. Файзулаев Б. Н. Переходные процессы в транзисторных каскадах. М., «Связь», 1968.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Основные обозначения	5
Глава 1. Введение	8
1.1. Проблема межсхемных связей	8
1.2. Источники искажения сигналов в линиях связи	11
1.3. Постановка задачи	22
Глава 2. Методы анализа переходных процессов в линиях связи	24
2.1. Выбор метода анализа	24
2.2. Аналитическое решение задачи	27
2.3. Численный метод	30
2.4. Графический метод	35
2.5. Методика приближенного анализа	37
Глава 3. Простые схемы соединения	39
3.1. Длинная линия с оконечными резистивными нагрузками	39
3.2. Схема замещения простой цепи связи	45
Постановка задачи	45
Способ оценки погрешности	47
Схемы замещения	49
3.3. Колебательный процесс	54
3.4. Линия, согласованная с резистивной составляющей нагрузки. Аналитический расчет	61
3.5. Линия передачи с комплексными нагрузками Алгоритм расчета и его графическая интерпретация	67
3.6. Выбор шага вычислений и оценка погрешности численного метода	72
3.7. Линия передачи с емкостной нагрузкой	76
3.8. Взаимодействие линий связи	80
Постановка задачи	80
Слабое взаимодействие	83
Сильное взаимодействие	85
Глава 4. Длинная линия связи с дискретными неоднородностями	92
4.1. Методы анализа	92

4.2. Схемы соединения емкостных нагрузок небольшой величины	95
4.3. Квазиоднородная линия передачи	108
Глава 5. Межсхемные соединения элементов транзисторно-транзисторной логики	116
5.1. Особенности схем соединения элементов ТТЛ	116
5.2. Отражения в линиях связи	119
5.3. Перекрестные помехи	129
Методика анализа	129
Высокоомные линии	134
Низкоомные линии	140
5.4. Методика проектирования межсистемных связей	146
Критерии проектирования	146
Типы помех	149
Пример	155
Глава 6. Линии связи логических элементов с объединенными эмиттерами	168
6.1. Особенности анализа	168
6.2. Эквивалентная схема цепи	170
6.3. Влияние нелинейности входной емкости	173
6.4. Взаимодействие элемента с линией передачи	177
Расчетные уравнения	177
Результаты численного анализа	179
Влияние динамических характеристик выходного транзистора	188
Приложения	190
П.1. Форма напряжения на конце линии с резистивными нагрузками	190
П.2. Интегральные характеристики переходного процесса в линии передачи	191
П.3. Измерение сопротивлений Z_{0o} и Z_{0e} для расчета перекрестной наводки	193
П.4. Форма перекрестной наводки при линейном фронте сигнала	193
П.5. Форма переходного процесса в цепи связи нагрузок емкостного типа	194
П.6. К выводу уравнений для анализа цепи связи элементов типа СЭТЛ	199
Список литературы	202
Оглавление	206

Чурин Ю. А.

Ч 93 Переходные процессы в линиях связи быстродействующих схем ЭВМ. М., «Сов. радио», 1975.

208 с. с ил.

Рассматриваются аналитические и численные методы расчета переходных процессов в линиях связи с учетом распределенного характера их параметров. Приводится анализ и описывается методика проектирования схем соединения быстродействующих элементов транзисторно-транзисторной логики (типа ТТЛ) и сверхбыстродействующих логических элементов с объединенными эмиттерами (типа СЭТЛ).

Книга рассчитана на специалистов, работающих в области проектирования вычислительных машин, устройств автоматизации, электронной аппаратуры для физических исследований, а также может быть полезна студентам соответствующего профиля.

Ч 30407-035
046(01)-75 53-75

6Ф2

ЧУРИН ЮРИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**Переходные процессы в линиях связи
быстродействующих схем ЭВМ**

Редактор *Л. В. Голованова*

Художественный редактор *З. Е. Вендрова*

Обложка художника *Б. К. Шаповалова*

Технический редактор *З. Н. Ратникова*

Корректор *Л. А. Максимова*

Сдано в набор 3/1 1975 г. Подписано к печати 26/III 1975 г. Т 05762

Формат 70×100/32 Бумага машиномелованная

Объем 8,45 усл. п. л. 9,405 уч.-изд. л.

Тираж 10 000 экз. Зак. 52. Цена 51 коп.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном Комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфий и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

51 коп.

Б-75
91

