ЭЛЕКТРОННОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ: МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

Electronic System Design: Interference And Noise Control Techniques

JOHN R. BARNES

Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632

Дж. Барнс

ЭЛЕКТРОННОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ: МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

Перевод с английского
В. А. ИСААКЯНА

под редакцией
д-ра техн. наук, проф.
Б. Н. ФАЙЗУЛАЕВА

Москва «Мир» 1990

ББК 32.84
Б25
УДК 621.396

Барнс Дж.

Б25 Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами: Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. 238 с., ил.

ISBN 5-03-001369-5

Книга американского инженера посвящена методам и правилам электронного конструирования радиоэлектронной аппаратуры, обеспечивающим высокую помехоустойчивость и электромагнитную совместимость. Даются практические рекомендации по методам поиска и устранения помех, проводному и печатному электромонтажу компонентов и схем, заземлению, экранированию и фильтрации помех. Книга иллюстрирована большим числом графиков и таблиц. Приводятся формулы, необходимые для расчетов.

Для инженеров, занимающихся конструированием радиоэлектронной аппаратуры, студентов соответствующих специальностей, квалифицированных радиолюбителей.

Б $\frac{2304030000-081}{041\,(01)-90}$ 123—90 **ББК 32.84**

Редакция литературы по электронике

ISBN 5-03-001369-5 (русск.)
ISBN 0-13-252123-7 (англ.)

© 1987 by Prentice-Hall, Inc.
© перевод на русский язык, «Мир», 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Книга Джона Барнса посвящена методам электронного конструирования и монтажа аппаратуры, обеспечивающим высокую помехоустойчивость и электромагнитную совместимость в реальных условиях эксплуатации. Актуальность этих задач на современном этапе развития электроники обусловлена следующими основными причинами:

повышением быстродействия полупроводниковых приборов и электронных схем,

снижением амплитуд рабочих сигналов цифровых элементов, с одной стороны, и повышением уровня внешних помех — с другой,

возрастанием влияния межсоединений и компоновки узлов на помехоустойчивость и быстродействие электронных устройств,

трудоемкостью и большими материальными и временными затратами, связанными с поиском и устранением причин низкой помехоустойчивости электронных устройств.

На начальном этапе развития электроники при относительно низком быстродействии элемеитной базы и относительно невысокой сложности электронных устройств проблемы электронного конструирования не стояли так остро и само конструирование изделия сводилось в основном к обеспечению технологичиости и механической прочности. Одиако с повышением быстродействия и плотности компоновки элементов проблемы обеспечения помехоустойчивости и электромагнитной совместимости устройств становятся важнейшей задачей конструирования радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры в целом.

При конструктивной реализации любой электронной схемы неизбежно вносятся дополнительные паразитные параметры емкостного, индуктивного и резистивного характера, которые могут в недопустимых пределах ухудшить ее быстродействие и помехоустойчивость в реальной конструкции, а в некоторых случаях привести к полной потере работоспособности схемы. Особенно велико влияние конструкции и монтажа на работу сверхскоростных (высокочастотных) схем и устройств. Поэтому конструирование электронной аппаратуры в наносекундном и пикосекундном диапазонах (сверхскоростные интегральные схемы, базовые матричные кристаллы, многослойные печатные платы, многовыводные корпуса БИС и СБИС, проводные и кабельные линии связи, корпуса стоек и шкафов, схемное и защитное заземление, цепи электропитания) — это прежде всего электронное конструирование, основным критерием качества которого является системное быстродействие, помехоустойчивость и электромагнитная совместимость.

В настоящее время остро ощущается потребность в специалистах по электронному конструированию, хорошо разбирающихся как в конструкторско-технологических вопросах, так и в вопросах электротехники, электроники, схемотехники и техники межсоединений. К сожалению, у нас в стране нет учебных заведений, где готовили бы инженеров-конструкторов по этому профилю. Лишь совсем недавно в программу обучения по ряду специальностей введен курс «Конструирование с учетом электромагнитной совместимости». Попытки повысить роль университетов в подготовке специалистов по электронному конструированию предприняты в последнее время в США. Однако как у нас в стране, так и за рубежом до сих пор по существу нет сколько-нибудь полного методического пособия или справочника по электронному конструированию для инженеров-разработчиков схем и аппаратуры. Из числа отечественных научных монографий по этой проблематике следует выделить лишь несколько: Гурвич И. С. Защита ЭВМ от внешних помех. — М.: Энергоатомиздат, 1984, Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электро-

магнитной совместимости радиоэлектронных средств.— М.: Радио и связь, 1984, Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование РЭА и ЭВА с учетом электромагнитной совместимости. — М.: Радио и связь, 1989.

Можно с уверенностью сказать, что книга Дж. Барнса заметно восполняет существующий пробел в вопросах электронного конструирования РЭА и ЭВА. Широкий охват основных направлений электроники (компоненты, межсоединения, аналоговые и цифровые схемы, источники электропитания, заземление, печатные платы, кабели, экраны, фильтры), большое число практических примеров и методических рекомендаций, а также популярный и наглядный стиль изложения материала делает ее настольной книгой по конструированию и проектированию электронной аппаратуры, доступной широкому кругу инженеров, техников и радиолюбителей, а также студентам вузов и техникумов.

Б. Н. Файзулаев

Майку Келли, Теду Холлу и Каролич Хиарел за их терпение, понимание и поддержку.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Прн проектнрованнн большннства электронных систем наибольшее внимание уделяется разработке собственно нзделня; вопросы удовлетворення требованням защнты от помех (предусмотренным, напрнмер, стандартами Федеральной комиссин связн США, ч. 15, военным стандартом США MIL-STD-461 и стандартом ФРГ VDE 0871) обычно отходят на второй план. К сожалению, наше образование, как правило, не позволяет эффективно решать оба этн вопроса. Опытные коллеги могут научить вас некоторым специальным прнемам, однако чаще приходится продвигаться вперед методом проб и ошибок.

Настоящая книга представляет собой практическое руководство по проектированию н изготовлению электронных схем, которые удовлетворительно функционируют и не создают взаимных помех при совместной работе с другимн устройствамн. Особое внимание в ней уделяется правнлам электронного конструирования, позволяющим без особых затрат свести к минимуму влияние электрических помех и электромагнитных наводок, экономящим время, затрачиваемое на наладку проекта, а также снижающим пронзводственные затраты и обеспечнвающим создание более надежных устройств. Книга поможет проектировщикам прннимать эффективные решения, когда они поймут прнчины возникновения помех н определят способы нх устранения.

Рассчнтанная преимущественно на инженеров и техннков, занятость и заработок которых зависят от их производительностн, книга поможет также радиолюбителям и студентам сэкономить время от-

ладки схемы и эффективно реализовать различные проекты.

В книге описаны методы борьбы с помехами, применимые к схемам, работающим как на постоянном, так и на переменном токе частотой до нескольких сотен мегагерц, а также ко всем видам электронного оборудования. Описание этих методов было тщательно отобрано из различных технических и научных книг, журналов и отчетов, а также фирменных материалов; кроме того, в книге обобщен богатый опыт автора, накопленный в процессе конструирования электронных изделий и автоматического испытательного оборудования для промышленности.

Книга хорошо иллюстрирована, и в ней дан лишь самый необходимый минимум теории. Каждая глава снабжена списком дополнительной литературы. В книге приведено также 16 таблиц проектных данных, рассмотрено 17 наиболее часто встречающихся задач защиты от помех и наводок и способы их решения и около 300 формул, к которым приходится обращаться в процессе конструирования. Эти формулы можно использовать при анализе причин возникновения помех и их можно решить с помощью калькулятора или ввести в компьютерные программы и таблицы. Большая часть этих формул сопровождается простыми приближениями, графиками, таблицами и примерами решений.

В гл. 1 обосновывается необходимость защиты электронных схем от помех. В гл. 2—4 описаны важнейшие свойства пассивных и активных компонентов, а также влияние электромонтажа. В гл. 5—8 представлены методы конструирования цифровых и аналоговых интегральных схем (ИС), а также схем сопряжения и источников электропитания. Гл. 9—13 знакомят читателя с такими аспектами физического конструирования схем, как размещение компонентов и узлов, заземление, контактные соединения, разработка топологии печатных плат и выбор кабелей. В гл. 14 и 15 отражены вопросы экранирования и фильтрации — широко распространенных, но дорогостоящих средств решения проблемы помех. В гл. 16 перечисляются способы нахождения и устранения ис-

точников помех. Книга снабжена приложениями, которые содержат информацию о методах конструирования на «худший» случай, свойствах материалов, применяющихся в электронике, свойствах изолированных проводников и линий связи, а также некоторые сведения из электромагнитной теории. Помещенный в конце книги глоссарий объясняет некоторые встречающиеся в тексте термины, а аннотированная библиография раскрывает содержание наиболее важных книг и отчетов, касающихся проблем защиты электронных схем от помех и наводок.

Джон Р. Барнс,
Лексингтон, шт. Кентукки

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выход в свет настоящей книги — заслуга моих многочисленных друзей. Особую благодарность я хотел бы выразить следующим лицам и организациям.

Л. Бернс и Ш. Уильямс из технической библиотеки фирмы IBM (Лексингтон, шт. Кентукки) помогли мне найти компьютерную базу данных и многочисленные книги, отчеты и оригинальные статьи. Другие технические библиотеки этой фирмы (Ист-Фишкилл, шт. Нью-Йорк, Релей, шт. Северная Каролина, Торивуд, шт. Нью-Йорк; Йорктаун-Хейтс, шт. Нью-Йорк) представили в мое распоряжение свои обширные собрания.

Сотрудники библиотек Кентуккского университета любезно позволили мне взять многие книги и журналы из их собраний. Мне было разрешено пользоваться книгами и журналами, а также копировать необходимую литературу в библиотеках университетов шт. Калифорния, Северная Каролина, Огайо, Теннесси, в Мичиганском, Кентуккском и Луисвиллском университетах, в Университете Вандербилт и в технологическом институте шт. Джорджия.

Д. Буш, руководитель группы электромагнитной совместимости фирмы IBM (Лексингтон), и К. Пол, профессор электротехники Кентуккского университета, поделились со мной своим богатым опытом, предоставили личные материалы, дали ценные советы при написании книги и обсудили ее рукописные варианты. Примерное содержание предлагаемой читателю книги было подсказано Т. Холлом, управляющим отделением испытательной техники, весной 1983 г.

М. Келли, управляющий отделением испытания печатных плат, в последние годы вместе со мной участвовал в поиске описаний методов подавления помех и критически пересматривал каждую написанную главу. Мой технический отчет, написанный во время работы на фирме IBM, и черновые варианты книги подвергли скрупулезному анализу Л. Коллир, С. Террелл, Р. Моро и Г. Каплан. Упомянутый отчет был также просмотрен Дж. Хамфризом, М. Макиннесом и Б. Роу. Т. Кримм прочел и подверг критическому разбору начальные варианты этой книги. Окончательный вариант рукописи был прекрасно отредактирован Б. Лейцом.

Мой отец Р. С. Барис придумал способ подбора оконечной нагрузки на линии связи, описанный в гл. 6. Б. Мили (фирма Filtron), К. Ли (фирма Ecos Electronics), Э. Сибенайлер (фирма

Magnetics), Дж. Ли Планк (фирма National Perforating) и Р. Билби (фирма Tecknit) помогли найти информацию по наиболее важным вопросам. Кроме того, более 425 организаций снабдили меня технической литературой и разнообразной информацией, касающейся производнмых ими изделий.

Наконец, я хочу выразить признательность руководству фирмы IBM за поддержку идеи иаписания книги и за разрєшение воспользоваться данными, приведеннымн в моем техническом отчете Electronic System Design (Электронное конструнрование), 1984 г.

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

Единицы измерения

А — ампер
дБ — децибел; отношение мощностей сигналов P_1 и P_2, выраженное в виде $10 \lg P_1/P_2$
Ф — фарада
г — грамм
Гн — генри
Гц — герц
м — метр
Н — ньютон
Па — паскаль
с — секунда
В — вольт
Ом — ом

Приставки

Г — гига (10^9)
к — кило (10^3)
М — мега (10^6)
м — милли (10^{-3})
мк — микро (10^{-6})
н — нано (10^{-9})
п — пико (10^{-12})

Обозначения компонентов схем

C — конденсатор
CR — диод
Q — транзистор
L — индуктивность
R — резистор

S — переключатель, ключ
T — трансформатор
U — интегральная схема

Физические величины

A — площадь контура [м^2]; коэффициент ослабления электромагнитного излучения экраном [дБ]
A_a — коэффициент ослабления электромагнитного излучения отверстием в экране [дБ]
B — внутренний диаметр трубки [м]; коэффициент повторного отражения [дБ]
B_a — коэффициент повторного отражения в отверстии экрана [дБ]
C — емкость [Ф]
c — скорость света в вакууме $\approx 2{,}99792548 \times \times 10^8$ м/с
C_a — емкость активной линии связи [Ф]
C_{in} — входная емкость интегральной схемы [Ф]
C_L — нагрузочная емкость [Ф]
C_m — взаимная емкость двух проводников [Ф]
C_{out} — выходная емкость интегральной схемы [Ф]
C_p — параллельная паразитная емкость [Ф]
C_q — емкость пассивной линии связи [Ф]
C_u — погонная емкость линии связи [Ф/м]
D — внешний диаметр проводника или трубки [м]
f — частота [Гц]
f_b — частота перехода от низкочастотных эффектов к высокочастотным [Гц]
f_c — собственная резонансная частота RLC-контура [Гц]
f_t — предельная частота коэффициента передачи в схеме с общим эмиттером (частота единичного усиления) [Гц]
GMD — среднее геометрическое расстояние между путями прохождения тока [м]
H — высота [м]
H_{fe} — коэффициент передачи транзистора в схеме с общим эмиттером
I — ток [А]
I_a — ток в активной линии связи [А]

$I_{\text{вгс}}$ — минимальный ток «искрения» контактов [А]
I_b — базовый ток транзистора [А]
I_c — коллекторный ток транзистора [А]
I_d — ток стока полевого транзистора [А]
I_{os} — ток короткого замыкания на выходе интегральной схемы [А]
$K1$ — эффективность экранирования электромагнитного излучения отверстиями в экране [дБ]
$K2$ — эффективность экранирования электромагнитного излучения стенками экрана [дБ]
$K3$ — корректирующий фактор, учитывающий расположение отверстий в экране [дБ]
L — индуктивность [Гн]
l — длина [м]
L_a — индуктивность активной линии связи [Гн]
l_c — критическая длина линии связи, $0{,}5t_r/t_u$ [м]
L_L — нагрузочная индуктивность [Гн]
L_m — взаимная индуктивность двух проводников [Гн]
L_q — индуктивность пассивной линии связи [Гн]
L_s — паразитная последовательная индуктивность [Гн]
L_u — погонная индуктивность линии связи [Гн/м]
n — число изгибов скрученной пары проводов, приходящееся на 1 м
$\text{ПУ}_{\text{в}}$ — помехоустойчивость на верхнем уровне [В]
$\text{ПУ}_{\text{н}}$ — помехоустойчивость на нижнем уровне [В]
Q — добротность конденсатора или катушки индуктивности
R — сопротивление [Ом]; коэффициент отражения [дБ]
r — расстояние до источника [м]
R_a — эквивалентное параллельное сопротивление активной цепи [Ом], коэффициент отражения электромагнитного излучения от отверстия [дБ]
R_{be} — сопротивление база — эмиттер пары Дарлингтона [Ом]
R_c — критическое сопротивление RLC-контура [Ом]
R_{ds} — сопротивление исток — сток полевого транзистора в открытом состоянии [Ом]

R_{fe} — сопротивление у дальнего конца линии связи [Ом]

R_{in} — входное сопротивление [Ом]

R_L — нагрузочное сопротивление [Ом]

R_{ne} — сопротивление у ближнего конца линии связи [Ом]

R_{outH} — выходное сопротивление на верхнем логическом уровне [Ом]

R_{outL} — выходное сопротивление на нижнем логическом уровне [Ом]

R_p — паразитное параллельное сопротивление [Ом]

R_q — эквивалентное параллельное сопротивление пассивной цепи [Ом]

R_S — выходное сопротивление источника питания [Ом]

R_s — паразитное последовательное сопротивление [Ом]

R_t — сопротивление оконечной нагрузки [Ом]

S — зазор [м]

Э — эффективность экранирования [дБ]

sf — коэффициент формы линии связи

SRF — собственная резонансная частота компонента [Гц]

T — толщина [м]

t — время; продолжительность импульса [с]

t_a — постоянная времени активной цепи [с]

t_f — время спада фронта импульса [с]

t_{HL} — время задержки сигнала при переходе от верхнего уровня к нижнему [с]

t_{LH} — время задержки сигнала при переходе от нижнего уровня к верхнему [с]*

t_p — время задержки сигнала [с]

t_q — постоянная времени пассивной цепи [с]

t_r — время нарастания фронта импульса [с]

t_u — погонная задержка распространения в линии связи [с/м]

V — напряжение [В]

V_a — напряжение активной линии связи [В]

---

* В положительной логике верхнему уровню соответствует «1», а нижнему уровню «0». — *Прим. ред.*

V_{arc} — минимальное напряжение «искрения» контактов [В]

V_{bc} — обратные перекрестные помехи, индуцируемые в пассивной линии связи [В]

V_{be} — напряжение база — эмиттер транзистора [В]

V_{cc} — напряжение питания интегральной схемы [В]

V_{ce} — напряжение коллектор — эмиттер транзистора [В]

V_d — напряжение у передатчика в линии связи [В]

V_f — напряжение после изменения состояния на выходе ИС; прямое напряжение диода [В]

V_{fc} — прямые перекрестные помехи, индуцируемые в пассивной линии связи [В]

V_{fe} — напряжение на дальнем конце линии связи [В]

V_i — напряжение до изменения состояния на выходе ИС [В]

V_{in} — входное напряжение ИС [В]

V_m — напряжение в середине линии связи [В]

V_{max} — номинальное рабочее напряжение конденсатора [В]

V_{ne} — напряжение на ближнем конце линии связи [В]

V_{out} — выходное напряжение ИС [В]

V_q — напряжение в пассивной линии связи [В]

V_r — напряжение у приемника в линии связи [В]

V_{ref} — опорное напряжение [В]

V_S — напряжение на выходе источника питания [В]

V_s — паразитное напряжение, индуцируемое в проводнике [В]

W — ширина [м]

Z — импеданс [Ом]

Z_a — импеданс активной линии связи [Ом]

Z_L — импеданс нагрузки [Ом]

Z_m — общий импеданс двух проводников [Ом]

Z_O — номинальный импеданс линии связи [Ом]

Z'_O — импеданс линии связи с оконечной нагрузкой [Ом]

Z_q — импеданс пассивной линии связи [Ом]

Z_s — импеданс экрана [Ом]

Z_w — характеристическое сопротивление волны [Ом]
α — коэффициент поглощения материала
β — фазовая постоянная материала
ΔV — изменение напряжения [В]
ΔV_{out} — размах напряжения на выходе [В]
δ — толщина скин-слоя $[\rho/\pi\mu_v\mu_r f)]^{1/2}$ [м]; коэффициент затухания
ε — диэлектрическая проницаемость [Ф/м]
ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость (для вакуума $\varepsilon_r = 1$, для воздуха и хороших проводников $\varepsilon_r \approx 1$); иногда ее называют диэлектрической постоянной и обозначают через K
ε_r' — средняя относительная диэлектрическая проницаемость среды вокруг линии связи
ε_v — диэлектрическая проницаемость вакуума $\approx 8{,}85418782 \cdot 10^{-12}$ Ф/м
η — собственное сопротивление материала
Θ — угол изгиба скрученных проводов [градусы]
θ — угол относительно оси z [градусы]
λ — длина волны $c/f \approx 2{,}99792548 \cdot 10^8/f$ [м] в воздухе и в вакууме
μ — магнитная проницаемость [Гн/м]
μ_r — относительная магнитная проницаемость (≈ 1 для диэлектриков и немагнитных проводников)
μ_r' — средняя относительная магнитная проницаемость среды вокруг линии связи
μ_v магнитная проницаемость вакуума $\approx 1{,}25663706 \cdot 10^{-6}$ [Гн/м]
ρ — удельное сопротивление [Ом·м]
σ — постоянная распространения материала
φ — угол относительно оси x [градусы]

Дополнительные обозначения

k — отношение импеданса отверстия к волновому сопротивлению
j $= (-1)^{1/2}$
π $= 3{,}14159265$

1

ВВЕДЕНИЕ

Каждый специалист, будь то инженер или техник, испытывает удовлетворение, когда спроектированное им устройство изготовлено ранее намеченного срока и с меньшими производственными затратами, надежно работает и не создает помех. Однако слишком часто эти цели не достигаются из-за проблем, связанных с возникновением помех и электромагнитных наводок. Если справиться с ними в разумный срок не удается, приходится вносить в проект существенные изменения или даже начинать проектирование с самого начала, тем самым понапрасну затратив время, средства и усилия. Например, если электромагнитное излучение от цифровых ИС превышает предельно допустимые значения, определенные стандартом Федеральной комиссии связи США (ч. 15, п. J), фирма-изготовитель не вправе не только продавать, *но даже предлагать свое изделие к продаже на территории США.* Подобные ограничения существуют и в большинстве западноевропейских стран; наиболее жесткие из них записаны, по-видимому, в стандарте VDE 0871 ФРГ. Военное электронное оборудование в США должно отвечать требованиям военного стандарта MIL-STD-461.

В большинстве учебников и специальных книг электромагнитные помехи либо не упоминаются вовсе, либо рассматриваются только тепловые шумы. В результате значительная часть специалистов на деле сталкивается с этим вопросом лишь при попытках отладить свою первую систему. Недостатки подготовки специалистов в этой области зачастую имеют негативные последствия: на отладку тратится значительно больше времени, чем предусмотрено, проектировщики

начинают нервничать, поскольку нарушаются их планы, а дополнительные компоненты, включаемые в схему для подавления помех, увеличивают производственные затраты на 10—15 %.

В самом начале своей карьеры я пришел к выводу, что лучший способ решить проблему помехоустойчивости — *исключить с самого начала конструирования схемы причины, порождающие помехи*! При этом необходимо: 1) понять, какие виды помех наиболее вероятны в данной схеме; 2) создать схему, которая исключает возникновение как можно большего числа помех или уменьшает вероятность их появления; 3) выбрать и разместить печатные платы, кабели и другие структурные составляющие системы таким образом, чтобы исключить как можно больше причин, вызывающих помехи, и обеспечить при необходимости возможность подсоединения подавляющих помехи компонентов; 4) отлаживать систему последовательно, переходя от узла к узлу и убеждаясь в том, что узел соответствующим образом смонтирован, штатно функционирует и помехи в нем отсутствуют. Всякий раз, когда мне удается сразу правильно сконструировать какую-либо систему, я обычно опережаю намеченный график, укладываюсь в выделенную смету и вообще испытываю удовольствие от проделанной работы.

В книге обобщен опыт, накопленный мною в течение 14 лет интенсивной практической работы в качестве инженера-схемотехника, а также в результате трехлетних исследований методов борьбы с помехами в электронных схемах и дискуссий по этим проблемам со своими коллегами. Гл. 2—4 охватывают вопросы, касающиеся источников и приемников помех, а также паразитных связей. В гл. 5—8 рассматриваются методы проектирования схем, помогающие свести к минимуму возможности возникновения помех. В гл. 9—15 рассматриваются принципы электронного конструирования цепей заземления, электропитания, печатных плат, корпусов и т. д. Наконец, в гл. 16 приводятся способы обнаружения, идентификации и устранения помех. При анализе перечисленных проблем и выборе

вариантов конструкций устройств помогут сведения, собранные в приложениях.

При работе над книгой я тщательно изучил собрания 18 крупных технических библиотек США. Если все просмотренные книги, журналы и труды конференций можно было бы сложить в одну линию, она протянулась бы более чем на 11 км! Из такой громадной массы материала были отобраны 180 книг, 73 технических отчета и около 2300 научных и технических статей, в которых в той или иной степени затрагиваются проблемы борьбы с помехами.

Среди них выделяются 7 источников. В книге Г. У. Отта Noise Reduction Techniques in Electronic Systems (Способы подавления помех в электронных системах) рассмотрены методы решения проблем, связанных с их возникновением; по моему мнению, эта книга является лучшей. В справочнике фирмы Motorola MECL System Design Handbook (Проектирование логических устройств на базе эмиттерно-связанной логики, У. Р. Блад) отражены в мельчайших подробностях принципы проектирования быстродействующих электронных устройств. Р. К. Кинан в книге Digital Design for Interference Specifications (Конструирование цифровых устройств, удовлетворяющих техническим условиям на помехоустойчивость) касается вопросов подавления помех в цифровых логических схемах. В третьем томе A Handbook Series of Electromagnetic Interference and Compatibility (Серия справочников по электромагнитным помехам и электромагнитной совместимости, Д. Дж. Уайт) рассматриваются методы устранения источников помех в существующих системах. Технический отчет фирмы Filtron Interference Reduction Guide for Design Engineers (Руководство по устранению взаимных помех для схемотехников, т. 1) содержит сведения, полезные для разработчиков средств защиты схем от высокочастотных электромагнитных наводок, в том числе многочисленные графики и таблицы конструктивных данных. Наконец, следует отметить два периодических издания в этой области: журналы EMC Technology и IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.

2

ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В большинстве изданий, затрагивающих проблемы конструирования электронных систем, считается, что

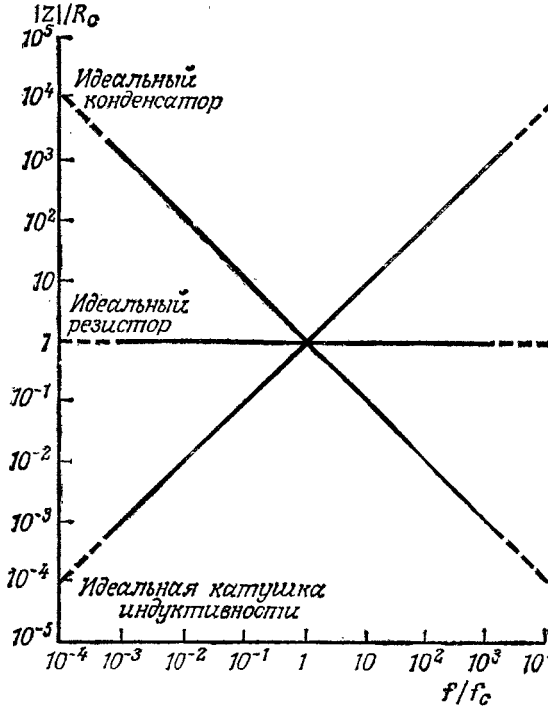

Рис. 2.1. Импеданс идеальных компонентов.

резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности являются линейными и их параметры поддаются

строгому описанию; импедансы этих компонентов рассчитываются с помощью следующих соотношений: для резисторов с сопротивлением R [Ом] $Z = V/I = R$ [Ом], для конденсаторов емкостью C [Ф] $Z = V/I = (j2\pi fC)^{-1}$ [Ом], для катушек индуктивности

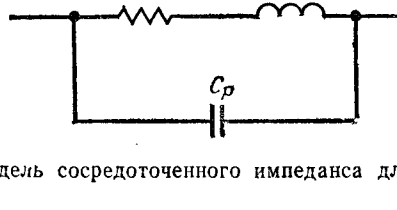

Рис. 2.2. Модель сосредоточенного импеданса для реальных резисторов.

с индуктивностью L [Гн] $Z = V/I = j2\pi fL$ [Ом] на частоте f [Гц] (рис. 2.1). Здесь Z, V и I — комплексные величины (см. приложение И). В действительности все эти компоненты имеют паразитное сопротивление, паразитную емкость и паразитную индуктивность. Эти паразитные составляющие обычно практически не сказываются на низких частотах, однако на высоких частотах их вклад может стать доминирующим.

На рис. 2.2 показана эквивалентная модель реального резистора с сосредоточенным импедансом. Здесь R — номинальное сопротивление в омах, L_s — паразитная последовательная индуктивность в генри и C_p — паразитная параллельная емкость в фарадах; паразитные составляющие появляются из-за наличия выводов резистора и особенностей его конструкции. На частоте f [Гц] импеданс резистора имеет вид

$$Z = V/I = \left[(R + j2\pi fL_s)^{-1} + j2\pi fC_p\right]^{-1} \text{ [Ом]}.$$

На рис. 2.3 показаны типичные кривые зависимости импеданса реальных резисторов от частоты. Представленное семейство кривых имеет две особенности: импеданс высокоомных резисторов вначале не зависит от частоты, а затем уменьшается, в то время как импеданс низкоомных резисторов вначале не зависит от частоты, затем резко возрастает, образуя пик, и падает.

Задаваясь различными значениями R, L_s и C_p, можно обнаружить, что $R \approx 1{,}55\ (L_s/C_p)^{1/2}$ является наименьшим сопротивлением, которое не приводит

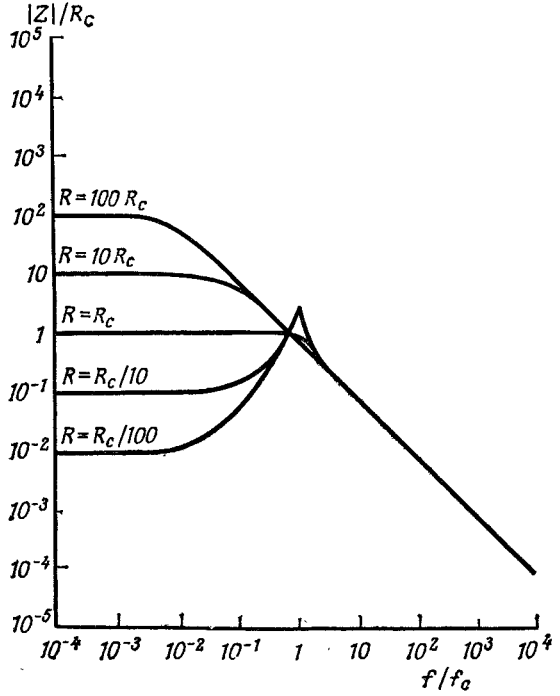

Рис. 2.3. Импеданс реальных резисторов.

к появлению пика на кривой импеданса. Поэтому назовем параметр

$$R_c = 1{,}55\,(L_s/C_p)^{1/2}\ [\text{Ом}]$$

критическим сопротивлением резистора. Если сопротивление резистора $R \geqslant R_c$ [Ом], приближенные выражения для импеданса будут иметь вид

$$|Z| \approx R\ [\text{Ом}] \quad \text{при} \quad f \leqslant (2\pi RC_p)^{-1}\ [\text{Гц}],$$

$$|Z| \approx (2\pi fC_p)^{-1}\ [\text{Ом}] \quad \text{при} \quad f > (2\pi RC_p)^{-1}\ [\text{Гц}].$$

При $R < R_c$ [Ом] L_s и C_p резонируют на частоте $f_c = 1/[2\pi(L_sC_p)]^{1/2}$ [Гц]. Тогда импеданс можно аппроксимировать формулами

$$|Z| \approx R \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f < R/2\pi L_s \text{ [Гц]},$$

$$|Z| \approx 2\pi f L_s \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad R/2\pi L_s \leqslant f \leqslant f_c/3 \text{ [Гц]},$$

повышаясь до

$$|Z| = [(L_s/RC_p)^2 + L_s/C_p]^{1/2} \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f = f_c \text{ [Гц]},$$

а затем спадая до

$$|Z| \approx (2\pi f C_p)^{-1} \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f > 3f_c \text{ [Гц]}.$$

В табл. 2.1 приведены значения паразитных составляющих и собственных резонансных частот чаще

Таблица 2.1. Параметры резисторов

Тип резистора	L_s, нГн	C_p, пФ	f_c, МГц
Металлический объемный	3—100	0,1—1,0	500—3 000
Композиционный	5—30	0,1—1,5	750—2 000
Углеродистый	15—700	0,1—0,8	300—1 500
Металлопленочный	15—700	0,1—0,8	300—1 500
С поверхностным монтажом	0,2—3	0,01—0,08	500—4 000
Проволочный	47—25 000	2—14	8—200
Проволочный (безындуктивный)	2—600	0,1—5	90—1 500

всего используемых резисторов. В общем случае желательно, чтобы резонансная частота резистора намного превышала рабочую частоту схемы для предотвращения резких изменений импеданса.

На рис. 2.4 представлена модель сосредоточенного импеданса для реальных конденсаторов. Здесь C — номинальная емкость в фарадах, L_s — паразитная последовательная индуктивность в генри, R_s — последовательное сопротивление в омах и R_p — сопротивление утечки в омах. Как и у резисторов, паразитные составляющие появляются из-за наличия выводов у конденсатора и вследствие особенностей его конструк-

ции. На частоте f [Гц] импеданс конденсатора имеет вид

$$|Z| = V/I = (j2\pi fC + 1/R_p)^{-1} + j2\pi f L_s + R_s \text{ [Ом]}.$$

На рис. 2.5 представлены типичные кривые зависимости импеданса реальных конденсаторов от частоты. При больших последовательных сопротивлениях R_s на кривой импеданса наблюдается плато вблизи собственной резонансной частоты $f_c = 1/[2\pi(CL_s)^{1/2}]$

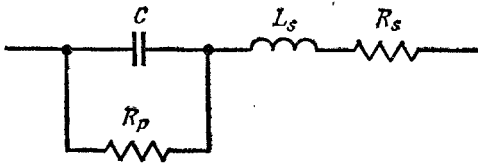

Рис. 2.4. Модель сосредоточенного импеданса для реальных конденсаторов.

[Гц], а при малых последовательных сопротивлениях R_s на этой частоте имеет место резкий провал.

Проанализировав уравнение импеданса конденсатора, легко найти, что самый быстрый и наиболее плавный переход от емкостного поведения ($f < f_c$) к индуктивному ($f > f_c$) происходит при $R_s \approx \approx 1{,}41\,(L_s/C)^{1/2}$. Назовем поэтому сопротивление

$$R_c = 1{,}41\,(L_s/C_p)^{1/2} \text{ [Ом]}$$

критическим последовательным сопротивлением конденсатора. Если последовательное сопротивление конденсатора $R_s \geqslant R_c$, его импеданс можно аппроксимировать выражениями

$$|Z| \approx (2\pi fC)^{-1} \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f < (2\pi R_s C)^{-1} \text{ [Гц]},$$

$$|Z| \approx R_s \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad (2\pi R_s C)^{-1} \leqslant f \leqslant (R_s/2\pi L_s) \text{ [Гц]},$$

$$|Z| \approx 2\pi f L_s \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f > (R_s/2\pi L_s) \text{ [Гц]}.$$

Если $R_s < R_c$, то C и L_s резонируют вблизи частоты f_c. В этом случае выражения для импеданса будут следующими:

$$|Z| \approx (2\pi fC)^{-1} \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f < f_c/3 \text{ [Гц]},$$

уменьшаясь до

$$|Z| \approx R_s \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f = f_c \text{ [Гц]},$$

а затем возрастая до

$$|Z| \approx 2\pi f L_s \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f > 3f_c \text{ [Гц]}.$$

В табл. 2.2 приведены диапазоны последовательных индуктивностей, последовательных сопротивле-

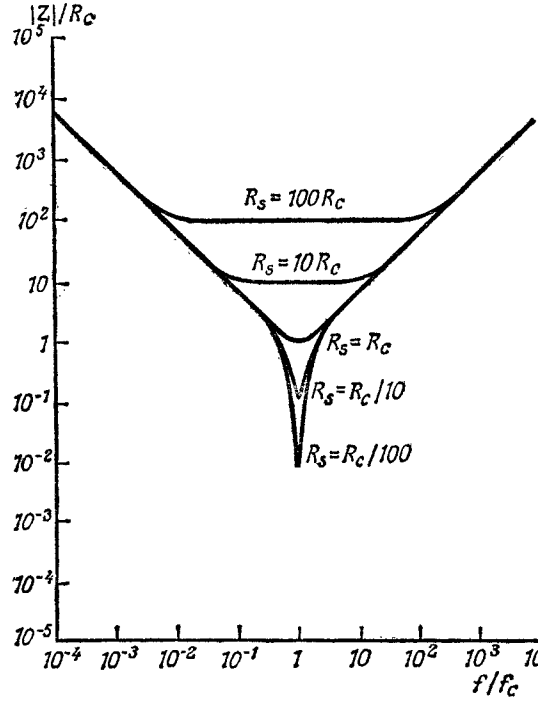

Рис. 2.5. Импеданс реальных конденсаторов.

ний, сопротивлений утечки и собственных резонансных частот, присущие широко используемым конденсаторам. Как правило, резонансная частота конденсатора должна значительно превышать рабочую частоту схемы. Для конденсаторов с высокой емкостью достичь этого довольно трудно. Одно из простых ре-

Таблица 2.2. Параметры конденсаторов

Тип конденсатора	L_s, нГн	R_s, Ом	R_p, Ом	t_c, МГц
Алюминиевый 2-выводной	2—100	0,003—100	$\geqslant$17*	0,001—0,5
Алюминиевый 4-выводной	0,04—2	0,011—2,6	$\geqslant$35*	0,02—1
Алюминиевый фольговый	1—2	0,001—0,3	$\geqslant$35*	0,02—1
Керамическнй дисковый с аксиальными выводами	1—30	0,005—27	$\geqslant 5\cdot10^9$	2—800
Керамический проходиой	0,001—1	0,6—300	$\geqslant$1 000*	160—10 000
Керамический с поверхностным моитажом	0,06—30	0,005—5	$\geqslant$1 000*	2—60 000
Стеклянный	1,4—10	0,01—2	$\geqslant 10^{10}$	6—1 000
Слюдяиой	0,52—25	0,1—47	$\geqslant 7\cdot10^8$	5—7 000
Лавсановый пленочиый	5—50	0,01—5	$\geqslant$1 000*	2—35
Бумажный	6—160	1—16	$\geqslant$20*	2—15
Полнкарбонатный пленочный	12—55	0,001—5	$\geqslant$15 000*	0,1—15
Полнэфирный пленочный	5—50	0,01—5	$\geqslant$1 000*	2—35
Полипропиленовый пленочный	6—75	0,001—0,5	$\geqslant$30 000*	0,3—15
Полистирольный плеиочный	8—50	0,16—3,2	$\geqslant 9\cdot10^{10}$	5—100
Фарфоровый	0,02—2	0,01—0,8	$\geqslant 10^{10}$	35—16 000
Многослойный	2—10	0,5—1,3	$\geqslant$1 000*	1—80
Танталовый проходиой	4—20	0,7—20	$\geqslant$50*	0,02—1
Танталовый фольговый	18—50	0,05—0,5	$\geqslant$50*	0,02—1
Полупроводнпковый танталовый	0,6—20	0,1—10	$\geqslant$50*	0,3—50
Танталовый с поверхностным монтажом	0,02—1,5	0,04—3	$\geqslant$50*	1—20
Танталовый жидкостной	2,3—50	0,05—15	$\geqslant$160*	0,02—1
Фторопластовый пленочный	15—55	0,02—1	$\geqslant$90 000*	0,7—10

* Указаны удельные значения на 1 Ф. $R_p = R_p^*/C$.

шений этой задачи заключается в подсоединении небольших высококачественных конденсаторов параллельно крупным конденсаторам (гл. 6 и 8). Такой метод способствует также компенсации возрастания последовательного сопротивления по мере старения оксидного конденсатора и тем самым поддержанию фильтрующей эффективности схемы. Для фильтрации

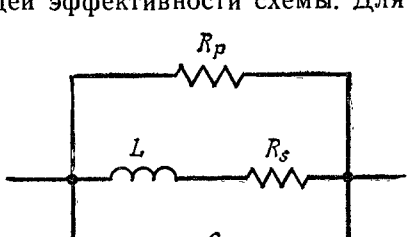

Рис. 2.6. Модель сосредоточенного импеданса для реальных катушек индуктивности.

СВЧ-помех можно воспользоваться проходными конденсаторами, монтируемыми в экранах для создания необходимой развязки между входом и выходом.

На рис. 2.6 представлена модель сосредоточенного импеданса для реальных катушек индуктивности. Здесь L — номинальная индуктивность в генри, R_p — сумма сопротивлений утечки и сердечника в омах, R_s — сопротивление витков в омах и C_p — паразитная емкость в фарадах, обусловленная внешними выводами катушки и ее конструктивными особенностями. (Обратите внимание на то, что неэкранированные катушки индуктивности с незамкнутым магнитопроводом сердечника являются прекрасными антеннами для магнитных полей.) При частоте f [Гц] импеданс катушки индуктивности вычисляют по формуле

$$Z = V/I = [(j2\pi fL + R_s)^{-1} + 1/R_p + j2\pi fC_p]^{-1} \text{ [Ом]}.$$

Семейство типичных кривых зависимости импеданса реальных катушек индуктивности от частоты приведено на рис. 2.7. Обратите внимание на их сходство с кривыми импеданса для низкоомных резисто-

ров на рис. 2.3. Если R_p очень велико, а R_s очень мало, то можно воспользоваться следующими выра-

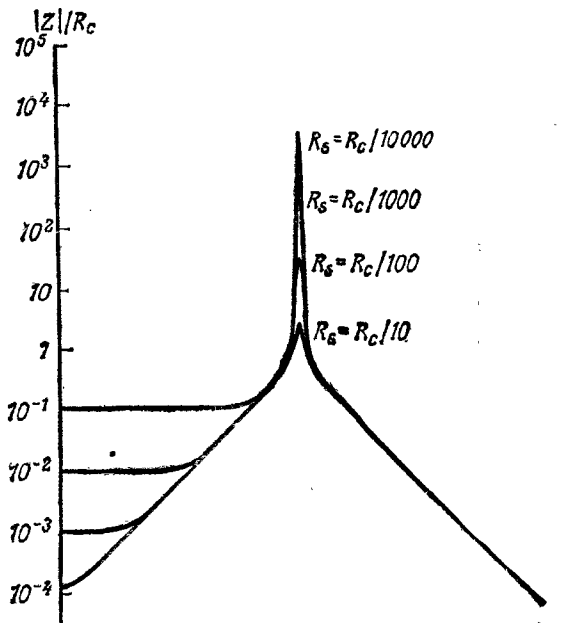

Рис. 2.7. Импеданс реальных катушек индуктивности.

жениями для расчета импеданса (приняв $f_c = 1/[2\pi(LC_p)^{1/2}]$ [Гц]):

$$|Z| \approx R_s \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f < R_s/2\pi L \text{ [Гц]},$$

$$|Z| \approx 2\pi f L \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad R_s/2\pi L \leqslant f < f_c/3 \text{ [Гц]},$$

$$|Z| = [(L/R_s C_p)^2 + L/C_p]^{1/2} \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f = f_c \text{ [Гц]},$$

$$|Z| \approx (2\pi f C_p)^{-1} \text{ [Ом]} \quad \text{при} \quad f > 3f_c \text{ [Гц]}.$$

У стандартных высокочастотных дросселей R_s заключено в пределах 0,2 Ом $< R_s <$ 5 Ом, а паразитная емкость — в пределах 1,5 пФ $< C_p <$ 4 пФ. Ка-

тушки индуктивности для поверхностного монтажа имеют $R_s < 10$ Ом и C_p от 0,2 до 20 пФ.

На рис. 2.8 представлена модель сосредоточенного импеданса для реальных трансформаторов. Одна обмотка имеет индуктивность L_1 (в генри), сопротивление R_{s1} (в омах) и паразитную емкость C_{p1} (в фарадах), другая соответственно L_2, R_{s2} и C_{p2}. Обмотки

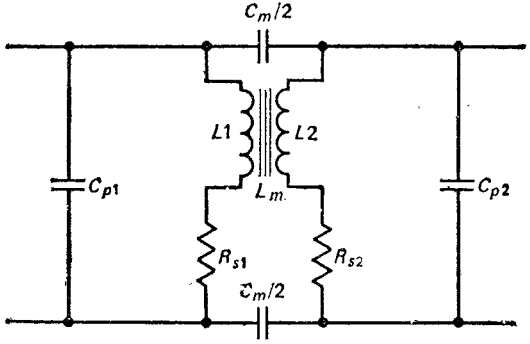

Рис. 2.8. Модель сосредоточенного импеданса для реальных трансформаторов.

связаны взаимной индуктивностью L_m и межобмоточной емкостью C_m. На рис. 2.9 показаны типы переходных процессов, наблюдаемых в трансформаторах, многие из которых обусловлены межобмоточной емкостью. У стандартных трансформаторов межобмоточная емкость лежит в пределах 10 пФ $< C_m <$ < 50 пФ, тогда как у трансформаторов с разделенным каркасом обмотки (рис. 2.10, *а*) C_m уменьшается до ≈ 5 пФ, а экранирование трансформаторов электростатическими экранами вокруг обмоток может еще более понизить C_m (до $\approx 0{,}001$ пФ) при соответствующих заделке выводов и подсоединении экранов (гл. 8).

Ряд проблем связан с сердечником трансформатора. Шихтованному сердечнику свойственно существенное рассеяние магнитного потока, что вызывает помехи в проводниках и электровакуумных приборах. Один из способов подавления рассеиваемого магнитного потока заключается в намотке вокруг трансфор-

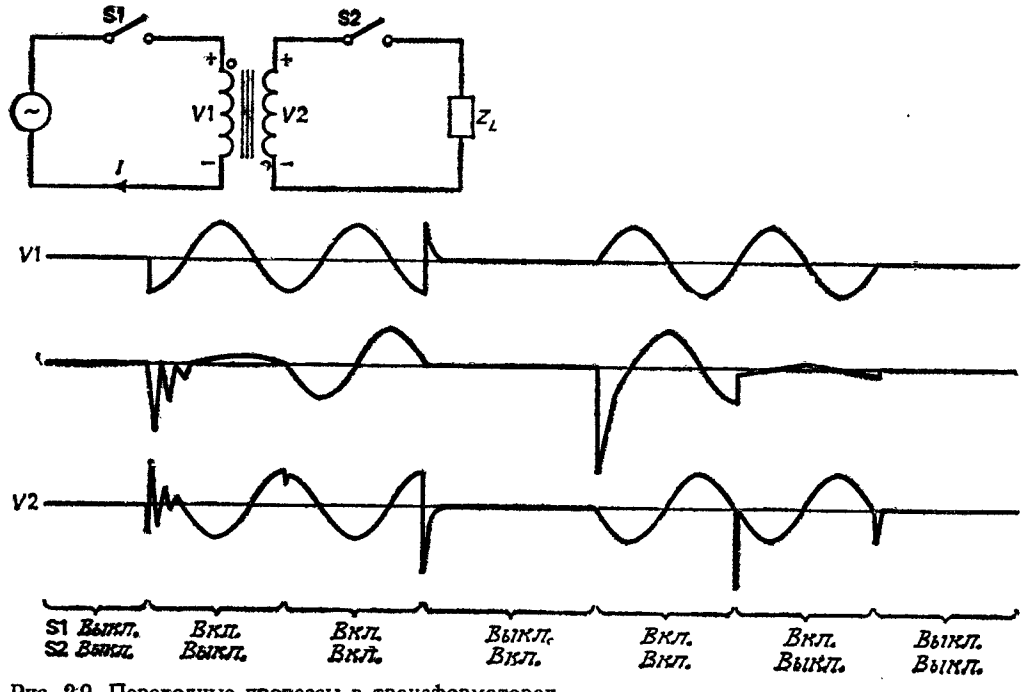

Рис. 2.9. Переходные процессы в трансформаторах.

матора медной или алюминиевой ленты для создания короткозамкнутого кольца (рис. 2.10, *в*). Для достижения максимальной эффективности трансформаторы

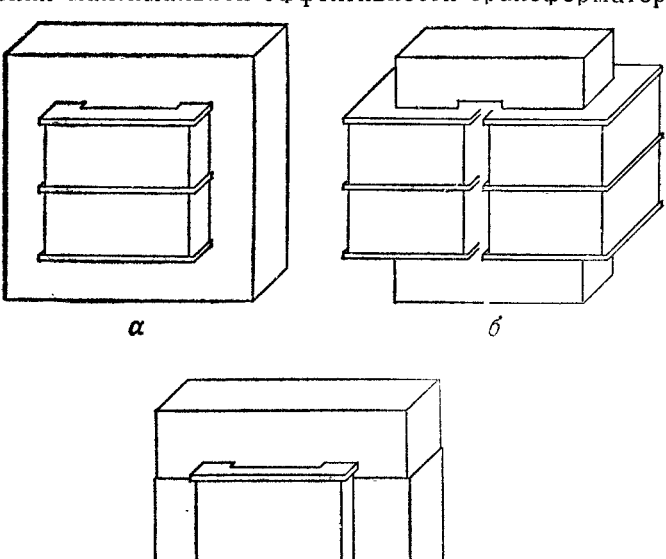

Рис. 2.10. Способы уменьшения помех в трансформаторах: *а* — разделенный каркас обмотки (двухсекционная обмотка); *б* — двухсекционные обмотки на О-образном сердечнике, *в* — трансформатор с намотанным вокруг него короткозамкнутым кольцом.

часто работают в режиме, близком к насыщению сердечника. Однако при насыщении сердечника в трансформаторе возникают выбросы напряжения и генерируются гармоники выходного напряжения. Для преодоления этих трудностей приходится применять трансформаторы, сердечник которых обладает высокой магнитной проницаемостью.

Однако и тороидальные трансформаторы не являются панацеей. Из-за высокой магнитной эффективности в них наблюдается тенденция к сильным

выбросам тока в момент включения, которые могут превышать стационарный ток в 15 раз! Во избежание таких выбросов тока следует отойти от режима насыщения сердечника. Можно, например, разрезать сердечником пополам и затем склеить, введя тем самым два небольших воздушных зазора в магнитную цепь. Основной недостаток такого способа заключается в небольшом возрастании потерь в сердечнике. Чтобы избежать насыщения сердечника и в то же время поддерживать на низком уровне потери в нем, ряд фирм предлагает сердечники, состоящие из двух компонентов: с зазором и без зазора. Другая возможность — использовать трансформатор с двухсекционными обмотками на О-образном сердечнике (рис. 2.10, *б*) с разделенными каркасами, снижающими межобмоточную емкость и повышающими индуктивность рассеяния для подавления переходных процессов и фильтрации помех.

При выборе компонентов для их применения в схеме необходимо руководствоваться выборочными измерениями компонентов, спецификацией, а также сведениями, приведенными в табл. 2.1 и 2.2. В этих таблицах дана сводка значений L_s, C_p, R_s, R_p и f_c для различных типов резисторов и конденсаторов по материалам 200 различных компаний. В них указаны диапазоны значений соответствующих параметров, которые приводились в различных изданиях и которые не обязательно отражают возможности какого-либо определенного изготовителя. С помощью этих данных можно разбить компоненты на три группы: 1) явно не подходящие для ваших целей; 2) требующие некоторых уточнений по ряду параметров и 3) почти гарантированно подходящие для использования в схеме.

Для ответа на вопросы, касающиеся компонентов второй группы, необходимо потребовать от изготовителей спецификацию. Если вам повезет, в ней вы найдете необходимые сведения. В спецификацию на катушки индуктивности обычно включаются такие сведения, как собственная резонансная частота f_c и максимальное сопротивление при постоянном токе R_s.

Величиной R_p обычно можно пренебречь. Зная L и f_c, можно рассчитать C_p.

Для конденсаторов дело осложняется. Если в спецификации приводится график зависимости импеданса от частоты, то центр провала приходится на частоту f_c [Гц], а минимальный импеданс равен R_s

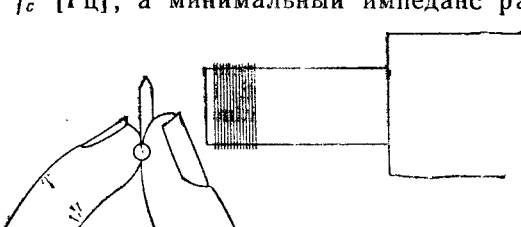

Рис. 2.11. Измерение собственной резонансной частоты с помощью измерителя на ламповом генераторе.

[Ом]. Задавая C и f_c, можно получить L_s. Если в спецификацию включены коэффициент затухания δ или добротность Q, то параметр R_s можно вычислить из соотношения $\delta = 1/Q = 2\pi f R_s C$. Могут быть также указаны минимальное сопротивление утечки (R_p или R_pC) или максимальный ток утечки ($I_{max} = V_{max}/R_p$).

В спецификациях некоторых резисторов приводятся значения C_p или частотные зависимости импеданса, из которых можно оценить C_p. Для непроволочных резисторов L_s приблизительно равно индуктивности выводов и участка провода, длина которого равна длине резистора (см. приложение Г).

Если имеется некоторая выборка компонентов из партии, можно проверить их параметры с помощью моста для измерения импеданса и измерителя резонансной частоты. Для этого необходимо: 1) измерить параметр компонента с помощью моста для измерения импеданса; 2) отрезать выводы требуемой длины; 3) скрутить в кольцо и спаять концы; 4) поместить кольцо на расстоянии около 5 мм перед катушкой измерителя резонансной частоты (рис. 2.11); 5) определить резонансную частоту f_c. Зная f_c и параметры компонента, можно рассчитать неизвестные величины.

Рекомендуемая литература

1. *Bowick Ch.* RF Circuit Design. Indianapolis: Howard W. Sams & Co., Inc., 1982.

2. Ficchi R. F., ed., Practical Design for Electromagnetic Compatibility, New York: Hayden Book Co., Inc., 1971.

3. *Greenwood A.* Electrical Transients in Power Systems. New York: Wiley-Interscience, 1971.

4. *Woody J. A., Carmen A. P., Jr.,* Modelling Techniques for Discrete Passive Components to Include Parasitic Effects in EMC Analysis and Design, 1980 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Baltimore, p. 39—45.

3

АКТИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Активные приборы действуют как источники и приемники помех, а также как цепи паразитной связи. В большинстве случаев сигналы, создаваемые активными приборами, имеют резкие нарастающие и спадающие фронты, что способствует возникновению помех в полосе частот 10—300 МГц. Некоторые активные приборы на частотах 0,1—20 МГц могут начать генерировать паразитные колебания, что связано с наличием паразитных емкостей между входом и выходом; эти паразитные емкости могут также явиться причиной взаимодействия рабочих сигналов, которые считаются изолированными друг от друга. Наконец, нелинейные приборы могут выпрямлять высокочастотные сигналы, генерируя гармоники и иные помехи.

Простейшими нелинейными приборами являются диоды и выпрямители с одним *pn*-переходом. При обратном смещении диода *pn*-переход обеднен носителями заряда, однако паразитная емкость все же может создать в приборе высокочастотные помехи. Если теперь резко подать на диод прямое смещение, его импеданс в течение нескольких наносекунд будет оставаться высоким и создаст небольшой пик прямого напряжения (V на рис. 3.1). Затем, если на диод вновь резко подать обратное смещение, начинается рассасывание заряда в области перехода и восстановление обратного тока прибора. При этом в течение долей секунды диод работает в режиме короткого замыкания, вызывая сильный выброс обратного тока восстановления (I на рис. 3.1). Например если через обычный выпрямитель течет ток 0,5 А, то при его выключении выброс обратного тока восстановления может достигать 1,75 А и длиться 40 мкс. Для уменьшения таких выбросов можно воспользоваться высоковольтными диодами или использовать импульсные

диоды с малым временем восстановления. (*Замечание.* Диоды Шотки на горячих носителях в отличие от обычных диодов не накапливают заряд, однако их

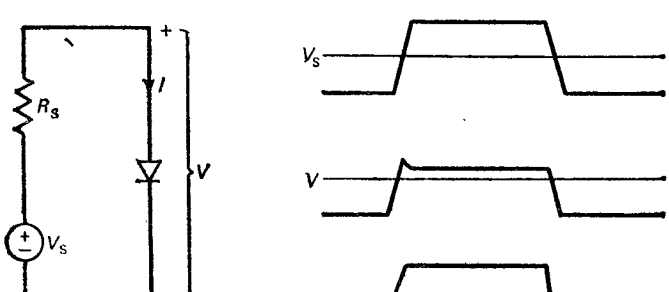

Рис. 3.1. Влияние накопленных зарядов на характеристики диода в открытом и закрытом состояниях.

высокая паразитная емкость создает аналогичные эффекты.)

Паразитная емкость стабилитронов обычно составляет 10—7000 пФ, что предохраняет от очень коротких выбросов. Вблизи излома вольт-амперной характеристики в области пробоя у большинства стабилитронов наблюдается участок отрицательного сопротивления, в котором может генерироваться белый шум с амплитудой 1—1000 мкВ. Такой тип помех особенно заметен в сплавных стабилитронах. Для их уменьшения вместо сплавных стабилитронов можно применять диффузионные; ослабить влияние помех можно также, выбирая режим работы вдали от излома в области пробоя характеристики или шунтируя стабилитрон небольшим керамическим конденсатором.

Тиристоры могут генерировать сильные выбросы напряжения в цепи переменного тока, поскольку они быстро срабатывают и обычно переключают большие токи. Подобный выброс потенциала на аноде, часть которого через внутреннюю паразитную емкость подается на управляющий электрод, может привести к несанкционированному включению («защелкиванию») тиристоров (так называемый эффект dV/dt). Умень-

шить вероятность такого ложного срабатывания могут специальные схемы, запускающие тиристоры при минимальном токе нагрузки, и сглаживающие RC-цепочки, способствующие более плавному нарастанию тока на аноде.

Все проблемы, характерные для полупроводниковых диодов, присущи и переходу база — эмиттер биполярных транзисторов. Вдобавок паразитные емкости между базой, эмиттером и коллектором могут вызвать паразитную генерацию высокочастотных транзисторов ($f_t \geqslant 100$ МГц) на частоте $\leqslant 0{,}2 f_t$. В общем случае при создании схем рекомендуется применять транзисторы с минимально возможным быстродействием. Наконец, переходы база — эмиттер и база — коллектор могут выпрямлять высокочастотные помехи, изменяя смещение рабочей точки транзистора. Последний факт может снизить коэффициент усиления транзистора или, напротив, открыть транзистор, который считается закрытым!

Паразитная емкость может явиться причиной паразитной связи между истоком, затвором и стоком полевых транзисторов, причем в схемах с высоким импедансом эти проникающие помехи могут превышать рабочие сигналы. Паразитная емкость может также привести к паразитным колебаниям в полевом транзисторе. Предотвратить такие колебания может небольшой (100 Ом — 2 кОм) резистор в цепи затвора или ферритовое кольцо на его выводе.

Многочисленные факторы способствуют возникновению помех и в электровакуумных приборах. Они могут генерировать паразитные колебания, воспринимать рассеянные электромагнитные поля и фон от нагревателей, работающих на переменном токе, в них возможно возникновение микрофонных эффектов в результате ударов или вибраций и токов утечки между катодом, сеткой, анодом и другими элементами.

Паразитная емкость снижает быстродействие ОУ и ограничивает максимальную скорость нарастания выходного напряжения, а также может привести к паразитной генерации или насыщению. Большинство ОУ генерируют колебания на частотах 0,5—4 МГц, если на выходе включена реактивная нагрузка.

Цифровые ИС формируют трапецеидальные импульсы с очень резко нарастающим и спадающим фронтом (рис. 3.2). Спектральная плотность этих импульсов имеет вид

$$V(f) = 2V_s t\,[\sin \pi f t/(\pi f t)] \times$$
$$\times \sin [2\pi f t_r t_f/(t_r + t_f)]/[2\pi f t_r t_f/(t_r + t_f)]$$

Положения максимумов, отвечающих этому уравнению, сильно зависят от точных значений t, t_r и t_f. Для

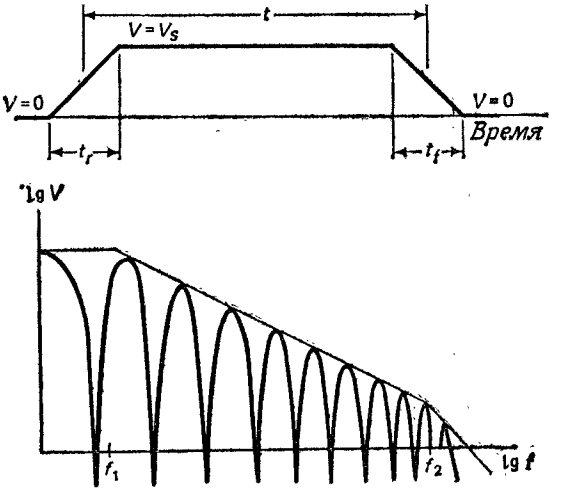

Рис. 3.2. Частотный спектр трапецеидального импульса.

надежности следует воспользоваться верхними предельными значениями, вытекающими из этого уравнения, т. е.

$V(f) \leqslant 2V_s t$ при $f \leqslant f_1 = 1/(\pi t)$ [Гц],
$V(f) \leqslant 2V_s/(\pi f)$ при $f_1 < f \leqslant f_2 = (t_r + t_f)/(2\pi t_r t_f)$ [Гц],
$V(f) = V_s (t_r + t_f)/(\pi^2 f^2 t_r t_f)$ при $f > f_2$ [Гц].

Создаваемые помехи пропорциональны произведению амплитуды сигнала и частоты (см. приложение 3), поэтому f_2 является приближенным верхним частот-

Таблица 3.1. Типичные рабочие характеристики стандартных цифровых ИС

Семейство логических ИС	V_{cc}, В	t_{LH}, нс	t_{HL}, нс	t_r, нс	t_f, нс	$R_{out\,H}$, Ом	$R_{out\,L}$, Ом	C_{out}, пФ	R_{in}, Ом	C_{in}, пФ	ПУ$_в$, В	ПУ$_н$, В	I_{os}, мА	ΔV_{out}, В	f_2, МГц
40xxB,КМОП	5	125	125	80	80	600	600	10	1000	5	2,25	2,25	5	4,2	4,0
40xxB,КМОП	10	60	60	50	50	390	390	8	1000	5	4,5	4,5	25	9,0	6,4
40xxB,КМОП	15	45	45	20	20	160	160	6	1000	5	7,75	7,75	53	12,0	16
74xx,ТТЛ	5	11	7	16	1,6	130	13	5	4	5	0,6	1,4	36	3,2	110
74ACxx,КМОП	5	5	4	2,1	2,1	31	18	10	1000	5	1,25	1,25	170	4,8	151
74ACTxx,КМОП	5	1	1	3,0	0,8	29	7	10	1000	4	0,7	2,4	140	4,3	318
74ALSxx,ТТЛ	5	4	4	7,4	2,8	61	23	5	40	5	1,1	2,0	50	3,3	78
74ASxx,ТТЛ	5	3	2	4,2	2,1	35	17	5	10	5	0,45	1,0	55	2,6	114
74Cxx,КМОП	5	50	50	220	220	1700	1700	10	1000	6	2,0	2,0	3	4,0	1.4
74Cxx,КМОП	10	30	30	85	75	700	600	6	1000	6	5,0	3,5	16	8,0	4,0
74Fxx,ТТЛ	5	4	3	5,6	1,5	46	12	5	10	5	1,3	1,9	90	3,3	135
74*L*xx,ТТЛ	5	6	6	7,0	1,2	58	10	5	3	5	0,6	1,5	70	3,3	155
74HCxx,КМОП	5	8	8	16,0	7,9	130	65	6	1000	4	0,8	1,25	45	5,0	30
74HCTxx,КМОП	5	9	9	6,1	5,5	50	45	6	1000	4	0,6	2,45	45	4.8	55
74Lxx,ТТЛ	5	35	31	61	6,8	500	56	10	40	5	0,55	1,3	9	3,2	26
74LSxx,ТТЛ	5	8	8	19	4,9	120	31	22	20	5	0,55	2,3	27	3,3	41
74Sxx,ТТЛ	5	3	3	6,1	1,6	50	13	5	3	4	0,55	1,4	65	3,0	125
10xxx,ЭСЛ	—5,2	2	2	2,0	2,0	7	7	13	1	3	0,10	0,07	100	0,8	160
100xxx,ЭСЛ	—5,2	1	2	0,7	0,7	7	7	13	1	3	0.09	0,08	100	0,7	455
10G0xx,GaAs	—3,3	0,3	0,3	0,2	0,2	12	—	1	42	1	1,00	0.20	70	1.9	1600

ным пределом помех, создаваемых трапецеидальными импульсами.

Всякий раз при изменениях состояния на выходе цифровых ИС в шинах питания и заземления возникают резкие выбросы тока. При малых нагрузках эти выбросы достигают $\approx I_{os}/2$ [А] и длятся $t_r[c]$, при

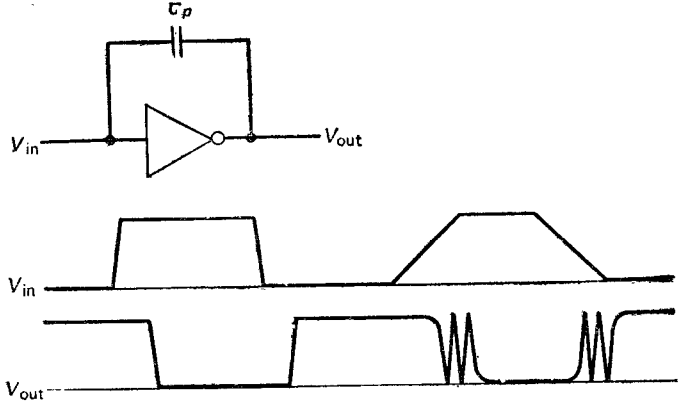

Рис. 3.3. Паразитные колебания в ИС, возникшие из-за наличия паразитной емкости и пологих фронтов входных импульсов.

высоких нагрузках их амплитуда возрастает до $\approx I_{os}$ [А], а продолжительность составляет $C_L(|V_f - V_i|)/I_{os}$ [с]. В цифровых ИС также могут возникнуть паразитные колебания на частотах 5—50 Мгц, если цепи питания плохо шунтированы или входные сигналы изменяются слишком медленно ($dV/dt < 0{,}1V/t_{LH}$ или $0{,}1V/t_{HL}$; рис. 3.3). В табл. 3.1 сведены все входные и выходные параметры цифровых ИС, которые чувствительны к воздействию помех или способствуют их возникновению.

Рекомендуемая литература

1. Design Techniques for Interference-Free Operation of Airborne Electronic Equipment. Springfield, VA: NTIS (AD 491 988), 1952.

2. Interference Reduction Guide for Design Engineers, vol. 1, Springfield, VA: NTIS (AD 619 666), 1964.

3. Zener Diode Handbook, Motorola, Inc., 1967.

4. *DiMarzio A. W.* Graphical Solutions to Harmonic Analysis, 1967 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, Washington, D. C., July 18—20, 1967, p. 267—280.

5. Ficchi R. F., ed. Practical Design for Electromagnetic Compatibility. New York: Hayden Book Co., Inc., 1971.

6. *Mardiguian M.* Interference Control in Computers and Microprocessor-Based Equipment. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1984.

7. Norris B., ed. MOS and Special-Purpose Bipolar Integrated Circuits and R-F Power Transistor Circuit Design. New York: McGraw-Hill Book Co., 1976.

8. Thomas R., Jenkins M., eds. Analog Switches and Their Applications. Santa Clara, CA: Siliconix, Inc., 1980.

4

ЭЛЕКТРОМОНТАЖ И ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ

Из опыта моей работы следует, что *в* 90 % *случаев помехи обусловлены неправильным электромонтажом*! Это приводит к низкочастотному фону у бытовых стереосистем; самовозбуждению в усилителях; генерации паразитных колебаний в цифровых ИС; электромагнитному излучению печатных плат, превышающему допустимые пределы; переключению логических уровней под действием электростатических разрядов; перемежающимся отказам при считывании информации с запоминающего устройства; отказам счетчиков; потере данных в сдвиговых регистрах; нарушениям стабилизации выходного напряжения в источниках электропитания; генерации паразитных колебаний в источниках электропитания; логическим ошибкам в тестерах.

Чтобы выявить причину перечисленных нежелательных явлений, требуются несколько дней или даже недель кропотливого труда; кроме того, еще несколько часов или дней потребуется на ее устранение. *Однако почти всегда этих трудностей можно избежать, если при разработке схемы рассматривать электромонтаж как ее составную часть.*

На рис. 4.1 показана модель сосредоточенного импеданса проводника длиной l [м]. Здесь R_s — сопротивление проводника, L_s и C_p — соответственно его паразитные индуктивность и емкость (см. приложения Г и Д), которые в совокупности определяют время распространения сигнала между концами проводника, равное $(L_sC_p)^{1/2}$* [с], а V_s — паразитная раз-

---

* В рассматриваемом случае существенное влияние на задержку сигнала оказывает сопротивление проводника R_s. В результате задержка распространения в общем случае лежит в пределах $(L_sC_p)^{1/2} \leqslant t_p \leqslant R_sC_p/2$. — *Прим. ред.*

ность потенциалов, индуцируемая электромагнитными полями, термоэлектрическими и гальваномагнитными эффектами.

На рис. 4.2 приведен пример паразитной связи через общий импеданс, создаваемой сопротивлением проводников. На рис. 4.2, *а* показана принципиальная электрическая схема: усилители U1 и U2 образуют

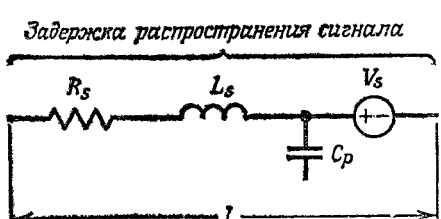

Рис. 4.1. Модель сосредоточенного импеданса проводника.

цепь без помех, а V_a и R_L — цепь, являющуюся источником помех. В большинстве книг по электронике под термином «земля» понимают «точку отсчета, потенциал которой равен нулю», поэтому следует ожидать, что на неинвертирующем входе U2 будет напряжение V_q и можно подсоединять выводы заземления к любому имеющемуся заземлению. На рис. 4.2, *б* показано одно из последствий такого действия: U1 и U2 стали компонентами цепи заземления вместе с V_a и R_L. Если промерить эту схему тестером, то окажется, что на вход U2 подается паразитное напряжение $(V_a R_s)/(R_L + R_s)$ [В] в результате связи через общий импеданс. Эту паразитную составляющую можно уменьшить, снизив R_s, или полностью исключить, разделив заземляющую цепь на две отдельные ветви (R_{s1} и R_{s2} на рис. 4.2, *в*).

Индуктивность выводов сильно влияет на параметры низкоомных резисторов при высоких частотах. Их индуктивность L_s [Гн] и паразитная емкость C_p [Ф] резонируют при $f_c = 1/[2\pi(L_s C_p)^{1/2}]$ [Гц], вызывая сильное изменение импеданса в узкой полосе частот (рис. 2.3).

Однако сильнее всего индуктивность выводов сказывается на конденсаторах. Как показано в гл. 2,

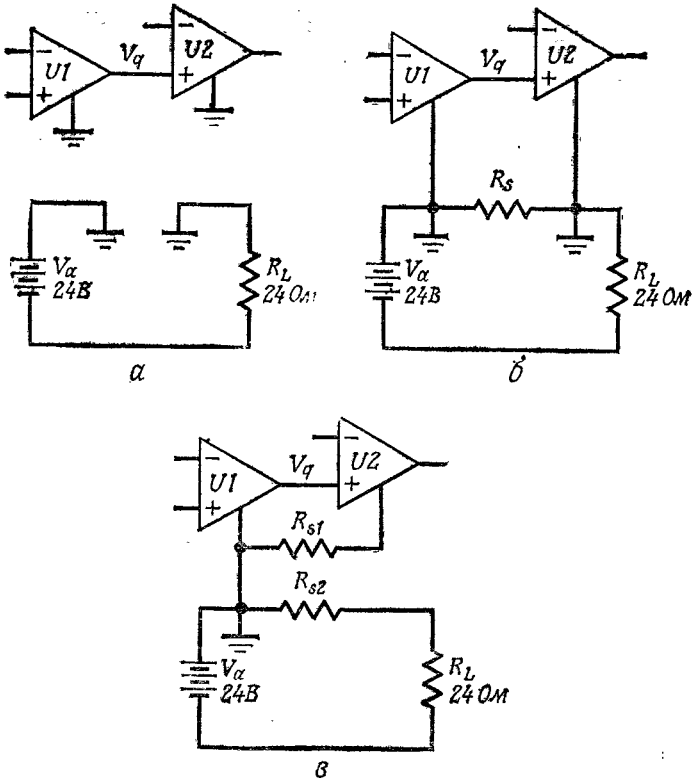

Рис. 4.2. Паразитная связь через общее сопротивление проводников: *а* — принципиальная схема; *б* — схема электромонтажа 1, *в* — схема электромонтажа 2.

собственная резонансная частота конденсатора, $f_c = 1/[2\pi(L_s C)^{1/2}]$ [Гц], представляет собой верхний частотный предел емкостного поведения этого компонента. Величина L_s есть сумма собственной индуктивности конденсатора и индуктивности выводов. Например, высокочастотные шунтирующие конденсаторы сохраняют емкостные свойства до $f_c/3$ [Гц], практически накоротко замыкают цепь в интервале частот

а *б* *в*

Рис. 4.3. Конструкции выводов конденсатора: *а* — противоположно направленные выводы, *б* — параллельные выводы; *в* — изогнутые выводы.

от $f_c/3$ до $3f_c$ [Гц] и приобретают индуктивные свойства на частотах выше $4f_c$ [Гц]. Противоположно направленные или параллельные выводы (рис. 4.3, *а* и *б*)

Таблица 4.1. Собственные резонансные частоты конденсаторов с противоположно направленными выводами

Емкость	f_c, МГц		
	$l=3{,}2+3{,}2$ мм $L_s=3{,}76$ нГн	$l=12{,}7+12{,}7$ мм $L_s=22{,}0$ нГн	$l=25{,}4+25{,}4$ мм $L_s=50{,}9$ нГн
100 пФ	260	107	70,5
1000 пФ	82,1	33,9	22,3
0,01 мкФ	26,0	10,7	7,05
0,1 мкФ	8,21	3,39	2,23
1 мкФ	2,60	1,07	0,71
10 мкФ	0,82	0,34	0,22

можно рассматривать как отрезок проводника длиной $l=l_1+l_2$ [м], а изогнутые выводы (рис. 4.3, *в*) — как окружность длиной $l=l_1+l_2$ [м] (приложение Г).

В табл. 4.1 приведены расчетные значения собственных резонансных частот для конденсаторов емкостью от 100 пФ до 10 мкФ с длиной противоположно направленных выводов от 3,2 до 25,4 мм, а в табл. 4.2 сведены расчетные и измеренные значения собственных резонансных частот для 12 конденсато-

ров с изогнутыми выводами. Из табл. 4.2 следует, что собственную резонансную частоту конденсатора можно оценить с точностью ±10 % (если сравнить расчетное значение с эталонным значением, за которое принимается результат, полученный при измерении

Таблица 4.2. Собственные резонансные частоты конденсаторов с изогнутыми выводами

Тип конденсатора	C, нФ	l_1+l_2, мм	D, мм	Расчетное L_s, нГн	Расчетное f_c, МГц	f_c, измеренное измерителем резонансной частоты, МГц	Эталонное f_c (методика фирмы Hewlett-packard), МГц
Дисковый керамнческий	1,027	40	0,64	26,6	30.4	31,3	32
Лавсановый пленочный	1,851	40	0,64	26,6	22,7	23,3	23
Трубчатый	8,68	20	0,51	11,4	16,0	16,5	16,0
керамнческнй	10,6	40	0,51	28,4	9,2	9,5	9,6
	9,25	80	0,51	67,9	6,3	6,7	7,0
	10,7	20	0,51	11,4	14,4	14,1	15,0
	10,8	40	0,51	28,4	9,1	9,2	9,4
Дисковый	11,5	40	0,64	26,6	9,1	8,3	8,6
керамнческий	14,2	80	0,64	64,4	5,3	5,5	5,6
Танталовый оксидный	99,8	40	0,51	28,4	3,0	~3,0	11*
Трубчатый керамический	106	40	0,51	28,4	2,9	3,0	3,0
Лавсановый пленочный	216	40	0,64	26,6	2,1	2,0	1,9

* Чрезвычайно высокие потерн, 40°-ный сдвиг по фазе до резонанса.

этой частоты по методике 4191 фирмы Hewlett-Packard). Если же прибегнуть к методу измерения резонансной частоты с помощью измерителя на ламповом генераторе (гл. 2), точность измерения повышается до ±5 %.

Индуктивная паразитная связь сказывается преимущественно в схемах с низким импедансом (когда импеданс замкнутого контура меньше импеданса свободного пространства, т. е. 376,7 Ом). Проводники, катушки индуктивности с разомкнутым сердечником и трансформаторы воспринимают или генерируют

электромагнитные поля, что создает низкочастотный фон в звуковых стереосистемах и перекрестные помехи или электромагнитные наводки в цифровых ИС. Индуктивная паразитная связь особенно нежелательна, когда чувствительные схемы располагаются вблизи схем, по которым течет большой ток; такая

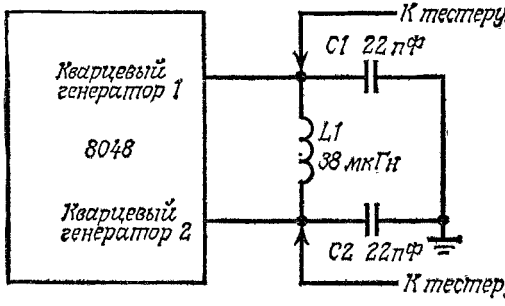

Рис. 4.4. Влияние паразитной емкости монтажа на резонансный контур.

ситуация часто встречается в печатных платах с общей землей (приложение Ж).

Емкостная паразитная связь возникает главным образом в схемах с высоким импедансом (импеданс контура превышает 376,7 Ом), когда проводники и иные незаземленные участки воспринимают или генерируют электрические поля. Такой тип паразитной связи встречается в печатных платах без встроенного слоя земли (приложение Ж). Паразитная емкость проводников оказывает существенное влияние на функционирование резонансных схем. На рис. 4.4 показана схема задающего генератора, предназначенного для генерации колебаний с частотой 5,8 МГц. При подсоединении к ней тестера частота синхронизации изменилась до 2 МГц из-за влияния паразитной емкости его монтажа. (Мне пришлось немало повозиться, прежде чем удалось провести испытание схемы, полностью удалив эти проводники.) Паразитная емкость монтажа может также вызвать паразитные колебания в цифровых ИС, что иллюстрирует рис. 3.3.

Задержки распространения и отражения сигнала в проводниках могут привести к нежелательным кратковременным выбросам напряжения и другим явлениям, причины которых установить непросто. На рис. 4.5 показан счетчик серии 74LS93, с помощью длинных проводников подсоединенный к тестеру.

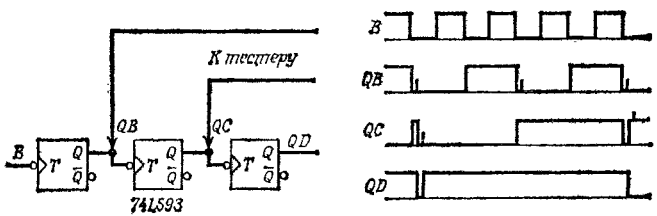

Рис. 4.5. Ошибки в счете, обусловленные длинными проводниками.

Около 85 % счетчиков, подсоединенных подобным образом, функционируют штатно, примерно у 5 % часто наблюдаются сбои и примерно 10 % считают «слишком быстро». Осциллограф с высоким временным разрешением позволяет выявить выбросы напряжения порядка 1 В на выходах QB и QC (см. приложение Е), которые могут вызвать ложное переключение следующего триггера счетчика, т. е. ошибку в счете. От выбросов можно избавиться, отсоединив проводники от выходов QB и QC, однако при этом исчезает сама возможность провести испытания. В конце концов проблема была разрешена путем установления специальных буферных плат с тем, чтобы счетчики серии 74LS93 подсоединялись к вентилям 74LS09 с помощью проводников длиной 0,15 м, а длина проводников между вентилями и тестером составляла 2 м. Возникали сложности и при испытании сдвиговых регистров 74LS96 (рис. 4.6): длинные проводники вызывали выбросы напряжения до 1 В на спадающем фронте импульсов, что иногда приводило к сбросу следующего триггера. Эта проблема также была решена путем добавления буферных плат, благодаря чему длину проводников, подсоединенных к сдвиговым регистрам, удалось уменьшить до $\approx$0,15 м.

Задержки распространения и отражения сигнала в проводниках могут также привести к паразитным колебаниям в цепях источников питания. С такими трудностями особенно часто приходилось сталкиваться при испытаниях печатных плат, в которых отсутствовали шунтирующие конденсаторы. Кроме того,

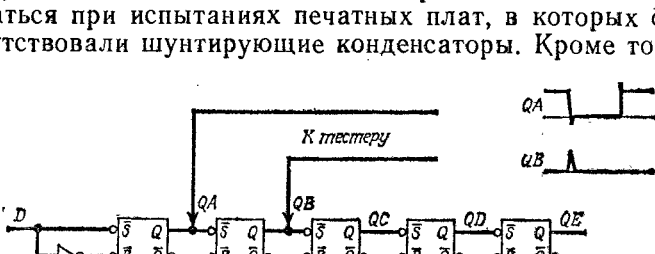

Рис. 4.6. Ошибки сдвиговых регистров, обусловленные длинными проводниками.

на выходе линейных источников питания, рассчитанных на +5 В, наблюдались произвольные изменения напряжения от +5,1 до +5,6 В из-за паразитных колебаний на входе постоянного тока. Эту трудность удалось преодолеть, добавив шунтирующий конденсатор в измерительную головку, чтобы выбросы тока не оказывали воздействия на источник питания тестера.

Проводник благодаря лишь своим размерам и форме представляет собой антенну, которая может воспринимать или излучать электромагнитные помехи (приложение 3). В частности, эффективными антеннами являются проводники, длина которых превышает $\lambda/8$, где λ — длина волны сигнала ($\lambda \approx 3 \cdot 10^8/f_2$ [м], если f_2 выражено в герцах). В системах, использующих логические ИС 74LS и 74S, проводники длиной свыше 0,3 м могут стать основными источниками помех. Кроме того, в точках проводника, разделенных расстоянием l друг от друга, вследствие образования стоячих волн импеданс пропорционален $[1 + |\mathrm{tg}(2\pi l/\lambda)|]$. Действительно, точки проводника, отстоящие друг от друга на $0{,}25\lambda$, $0{,}75\lambda$, $1{,}25\lambda$ и т. д., полностью изолированы. Этот эффект ограничивает размеры систем заземления. Для большинства схем

расстояние между заземлениями не должно превышать 0,10λ, в не очень чувствительных схемах его можно увеличить до 0,15λ, но в чувствительных схемах это расстояние не должно превышать 0,05λ.

В большинстве систем помехи являются результатом паразитной связи через общий импеданс, индуктивной и емкостной паразитных связей, а также

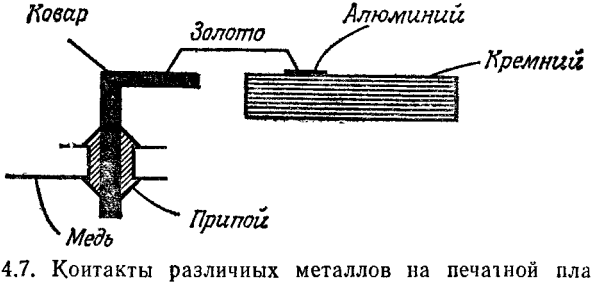

Рис. 4.7. Контакты различных металлов на печатной плате.

антенных эффектов. Вибрация проводников также может генерировать помехи вследствие трибоэлектрического эффекта (обусловленного трением различных материалов) и магнитной индукции. Когда два металла разделены слоем влажного пористого диэлектрика, образуя небольшую батарею, приходится считаться с гальваническим эффектом. Некоторые схемы чувствительны даже и к термоэлектрическим эффектам (например, эффекту Зеебека), причиной которых является перепад температур в месте контакта двух металлов.

На рис. 4.7 показана ИС, смонтированная на печатной плате. Из-за перепада температур на контакте медь — припой — ковар может возникнуть термоэлектрическое напряжение 37 мкВ/°С. Если в качестве материала выводов использовать медь, то это напряжение можно уменьшить приблизительно до 5 мкВ/°С. Для дальнейшего снижения термоэлектрического напряжения обычный оловянно-свинцовый припой следует заменить припоем, состоящим из 30 % олова и 70 % кадмия (тогда при контакте припой — медь термоэлектрическое напряжение уменьшается до 0,7 мкВ/°С по сравнению с 3 мкВ/°С для припоя

олово — свинец). Можно также термически согласовывать дифференциальные схемы, располагая близко друг к другу пути прямого и обратного следования сигналов, причем они должны проходить через термически согласованные компоненты.

Рекомендуемая литература

1. Bell Telephone Laboratories, Physical Design of Electronic Systems, vol. 1. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1970.
2. Ott H. W. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. New York: John Wiley and Sons, 1976.
3. *Pascoe G.* The Thermo-EMFs of Tin-Lead Alloys, Journal of Physics E: Scientific Instuments, **9**, 1121—1122, 1976,

5

АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ

Большинство аналоговых схем оперирует слабыми сигналами, поэтому они наиболее чувствительны к помехам. При разработке аналоговых схем, предназначенных для работы в линейном режиме, необходимо предусмотреть минимальный коэффициент усиления и минимальную рабочую полосу частот. Восприимчивость к помехам можно снизить, используя дифференциальные сигналы и поддерживая импеданс схемы на выходе ниже 1 кОм, а импеданс нагрузки выше 300 Ом. Усилители с высоким коэффициентом усиления обычно генерируют паразитные колебания на частотах 10 кГц—5 МГц, поэтому необходимо предусмотреть при проектировании цепей обратной связи подавление этих колебаний в наихудших условиях. Если в аналоговой схеме возникнет помеха высокого уровня, она может изменить смещение рабочей точки и тем самым либо снизить чувствительность усилителей, либо вызвать их перегрузку.

В аналоговых схемах необходимы эффективные шунтирование и монтаж для ограничения восприимчивости схем к помехам, попадающим в них через шины питания. На рис. 5.1 показана рекомендуемая схема шунтирования цепей питания ОУ. Каждая шина питания $+V$ и $-V$ должна иметь один шунтирующий танталовый оксидный конденсатор емкостью 1—10 мкФ, приходящийся на пять ОУ, входящих в схему. В свою очередь каждый ОУ должен быть снабжен керамическими шунтирующими конденсаторами, соединяющими его выводы с линией обратного тока выходного сигнала. Эти конденсаторы должны иметь емкость 0,1 мкФ или по крайней мере в 100 раз превышающую нагрузочную емкость. Недостаточно эф-

фективное шунтирование часто приводит к паразитным колебаниям или к характерному дребезгу. (*Замечание.* Если в схеме конденсаторы большой и малой емкости соединены параллельно, то может возникнуть

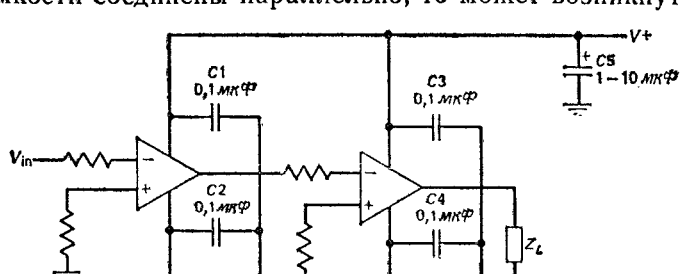

Рис. 5.1. Рекомендуемая схема шунтирования ОУ.

необходимость последовательного подсоединения к конденсатору большой емкости резистора сопротив-

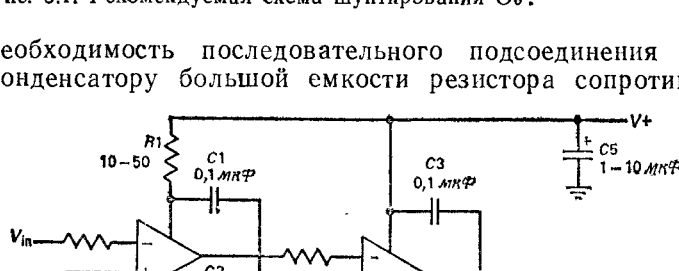

Рис. 5.2. Рекомендуемая схема развязки для многокаскадных усилителей.

лением ≈ 1 Ом для подавления высокочастотных переходных процессов.)

На рис. 5.2 показан рекомендуемый монтаж для многокаскадных усилителей. Резисторы $R1$ и $R2$ повышают помехоустойчивость цепей питания первого каскада. Вводы источника питания должны нахо-

диться в непосредственной близости от выходного каскада, чтобы уменьшить уровень помех в цепях питания первого каскада и тем самым снизить риск возникновения паразитных колебаний. В идеальной

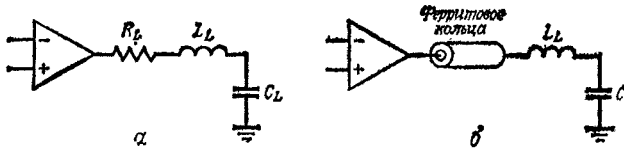

Рис. 5.3. Подключенне к ОУ реактнвной нагрузки.

схеме размещения многокаскадного усилителя входной и выходной каскады должны отстоять друг от друга как можно дальше.

Если непосредственно на выходе ОУ находится реактивная нагрузка (L_L и C_L на рис. 5.3), то в нем

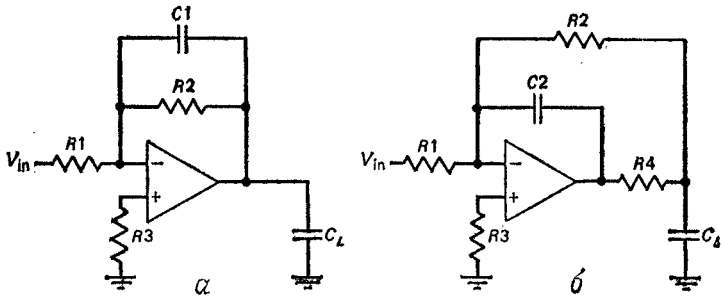

Рис. 5.4. Подключение к инвертирующему ОУ емкостной нагрузки.

возникнут паразитные колебания. Подавить их можно, подключив последовательно небольшой гасящий резистор (рис.5.3, *а*) сопротивлением $R_L \geqslant 2(L_L/C_L)^{1/2}$ [Ом] или установив на выходной вывод ОУ ферритовое кольцо (рис. 5,3, *б*).

Паразитные колебания ОУ могут возникнуть и в том случае, когда на их выходе имеется емкостная нагрузка. На рис. 5.4 показаны два способа предотвращения этих колебаний в инвертирующих усилителях.

Здесь резисторы $R1$ и $R2$ задают коэффициент усиления усилителя, а резистор $R3$ сопротивлением $(R1 \cdot R2)/(R1 + R2)$ [Ом] не является обязательным, хотя способствует симметрированию входных токов смещения ОУ, и если $R3 \approx R1$, то $R3$ способствует компенсации термоэлектрического напряжения, возникающего во входной цепи. Добавление конденсатора

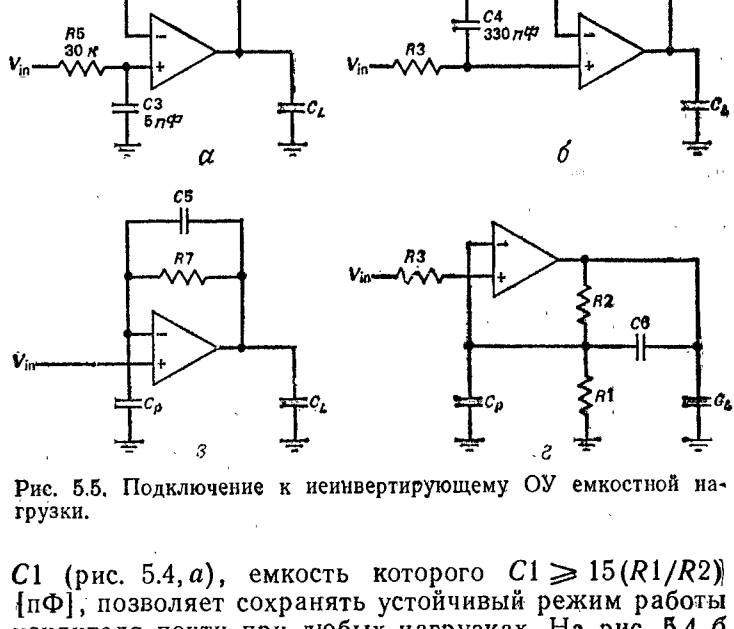

Рис. 5.5. Подключение к неинвертирующему ОУ емкостной нагрузки.

$C1$ (рис. 5.4, *а*), емкость которого $C1 \geqslant 15(R1/R2)$ [пФ], позволяет сохранять устойчивый режим работы усилителя почти при любых нагрузках. На рис. 5.4, *б* в схему добавлены резистор $R4$, сопротивление которого намного первышает выходное сопротивление ОУ, и конденсатор $C2$ ($C2 \geqslant C_L(R4/R2)$), стабилизирующий режим работы усилителя при всех нагрузках.

На рис. 5.5 продемонстрированы четыре способа предотвращения паразитных колебаний в неинвертирующих ОУ. Компоненты $R5$ и $C3$ на рис. 5.5, *а* замедляют поступление входного сигнала с тем, чтобы заряд конденсатора C_L происходил без насыщения. На рис. 5.5, *б* резистор $R6$ и конденсатор

$C4$ уменьшают коэффициент усиления усилителя на высоких частотах, оставляя неизменным этот параметр при постоянном токе. На рис. 5.5, *в* резистор $R7$ и конденсатор $C5$ ($C5 \geqslant C_p$, где C_p — паразитная емкость узла) превращают ОУ в интегрирующую схему,

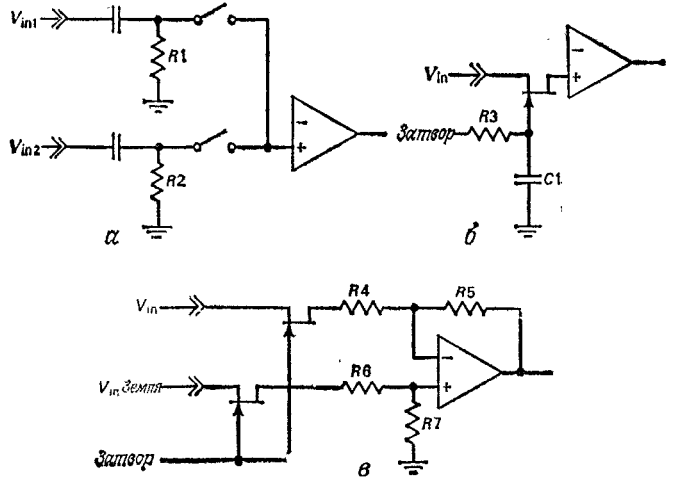

Рис. 5.6. Переключение аналоговых сигналов.

которая является устойчивой. На рис. 5.5, *г* конденсатор $C6$ [$C6 \approx C_p(R1/R2)$] создает емкостной делитель, параллельный резистивному делителю $R1$ и $R2$ в цепи обратной связи. Хороший метод проверки устойчивости усилителя заключается в подсоединении к его входу генератора импульсов и настройке последнего таким образом, чтобы создавать на выходе усилителя ступеньки напряжения величиной 200 мВ (при наличии на выходе усилителя обычной нагрузки). Если выброс на выходе не превышает 40 %, то схему можно считать устойчивой.

На вход аналоговых ИС могут подаваться сигналы от различных источников (например, от электропроигрывающего устройства, радиоприемника и кассетного магнитофона-приставки в бытовых стереосистемах). На входах по переменному току должны быть установлены резисторы ($R1$ и $R2$ на рис. 5.6, *а*), препят-

ствующие заряду конденсаторов на входе и тем самым предотвращающие возникновение различных шумов. Переключатели на полевых транзисторах могут создавать паразитную связь между управляющим сигналом и входом аналоговой схемы через паразитную емкость затвор — сток. Влияние этих помех можно снизить, уменьшив размах напряжения на затворе

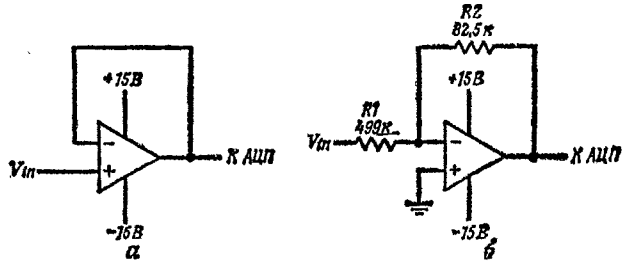

Рис. 5.7. Условно устойчивые усилители.

или подсоединив к затвору *RC*-фильтр (рис. 5.6, *б*) для сглаживания напряжения на затворе. Если переключение на входе происходит очень быстро, то переносу зарядов можно воспрепятствовать, используя дифференциальный усилитель с согласованными переключателями на полевых транзисторах и согласованными входами ($R4 = R6$, $R5 = R7$ на рис. 5.6, *в*).

В 1978 г. мне довелось проектировать функциональный тестер для установки трафаретной печати. Этот тестер должен был отслеживать около 30 критических аналоговых сигналов, напряжение которых колебалось от —12 до +300 В; при этом на его входе находились платы с аналоговыми ИС, рассчитанными на ±5 В. Для защиты дорогостоящих плат я решил буферизовать все аналоговые сигналы дешевыми ОУ. На рис. 5.7 представлены первоначальные проекты неинвертирующего усилителя (напряжения сигналов в пределах ±4 В) и инвертирующего усилителя (когда напряжения сигналов выходили за указанные пределы). Исходя из предварительной компоновки системы, я полагал, что длина кабелей на выходе составит около 2 м.

В ходе проектирования я изготовил макеты и провел их испытания с емкостными нагрузками от 10 пФ до 0,1 мкФ; в ряде случаев я использовал скрученную пару проводов между ОУ и нагрузкой. Процедура испытания заключалась в изменении потенциала на входе от + 5 В до потенциала земли с одновременным наблюдением выхода ОУ на экране осциллографа. Меняя емкость шунтирующих конденсаторов (0,1

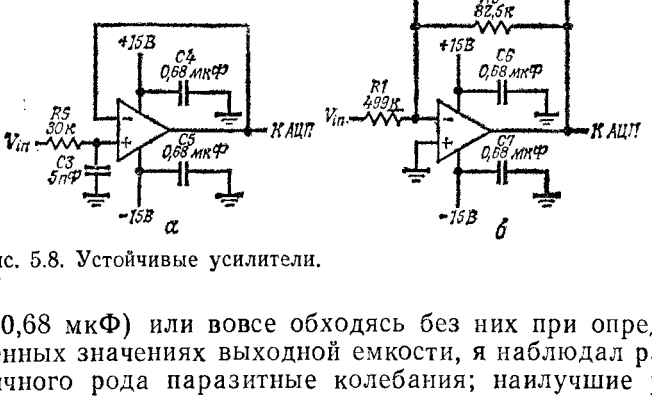

Рис. 5.8. Устойчивые усилители.

и 0,68 мкФ) или вовсе обходясь без них при определенных значениях выходной емкости, я наблюдал различного рода паразитные колебания; наилучшие результаты были достигнуты при емкости шунтирующих конденсаторов 0,68 мкФ. Дальнейшие эксперименты показали, что включение небольшого конденсатора в цепь обратной связи повышает устойчивость инвертирующего усилителя, а подключение на входе фильтра нижних частот способствует повышению устойчивости неинвертирующего буфера. Таким образом мне удалось спроектировать тестер, используя схемы, показанные на рис. 5.8.

В процессе отладки тестера мне пришлось столкнуться с проблемой возникновения помех: иногда один из неинвертирующих буферов генерировал паразитные колебания в течение нескольких миллисекунд при переключении напряжения на входе от +5 до —5 В. Замена компонентов *R5* и *C3* не помогла, поэтому я добавил резистор между выходом ОУ и скрученной парой проводов, идущих к нагрузке.

Наименьшее сопротивление, которое обеспечивало удовлетворительное функционирование, составляло 27 Ом; для придания схеме определенного запаса помехоустойчивости я установил резистор сопротивлением 47 Ом. С тех пор три таких тестера ежедневно работают в течение 7 лет, с их помощью проведены испытания тысяч установок для трафаретной печати и никаких проблем, связанных с помехами, не возникало.

Рекомендуемая литература

1. *Brokaw P.* An IC Amplifier User's Guide to Decoupling and Grounding or... Making Things Go Right, Electronic Products Magazine, 20, 44—53, December, 1977.

2. Ficchi R. F., ed. Practical Design for Electromagnetic Compatibility. New York: Hayden Book Co., Inc., 1971.

3. Giles M., ed. Audio/Radio Handbook. Santa Clara, CA: National Semiconductor Corp., 1980.

4. Jones D. Operational Amplifier Stability: Input Capacitance Considerations. Melbourne, FL: Harris Semiconductor Application Note 515.

5. Stout D. F., Kaufman M., eds. Handbook of Operational Amplifier Circuit Design. New York: McGraw-Hill Book Co., 1976.

6

ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

Цифровые ИС могут как создавать помехи, так и воспринимать их извне. В табл. 6.1 приведены параметры, характеризующие помехи, возникающие в стандартных цифровых ИС. Изменение уровня цифрового сигнала всегда сопровождается появлением помех, частотный спектр которых колеблется от нуля до f_2 [МГц]. При переключении уровня сигналов выходное напряжение изменяется со скоростью dV/dt [В/нс], что приводит к перекрестным помехам и импульсам заряда, текущего от источника питания через переключающий элемент к земле (величина этого импульса заряда, измеряемая в пикокулонах, определяется амплитудой цифрового сигнала и емкостью нагрузки и линии связи). Для предотвращения выбросов длина несогласованных линий связи не должна превышать $l_c = 0{,}5t_r/t_u$ [м]. Аналогично, помехи на входе должны находиться в пределах помехоустойчивости схемы, поскольку в противном случае возможны сбои в ее работе.

Для уменьшения помех, возникающих в цифровых логических схемах, необходимо работать с сигналами, имеющими большие времена нарастания и спада и малую амплитуду, ограничить число одновременно переключаемых сигналов и применять эффективные методы шунтирования и заземления. Для повышения устойчивости схем к внешним помехам следует применять медленные схемы синхронизации с триггерами Шмитта на входе. Если система имеет длинные кабели, желательно использовать дифференциальные передающие и принимающие устройства, соединенные симметричными линиями связи, чтобы снизить уровень создаваемых и воспринимаемых помех.

Лучше всего защищены от помех логические схемы серий 74Cxx и 40xxB. Уровень создаваемых ими помех низкий, они обладают большим запасом помехоустойчивости, и к ним смело можно подключать несогласованные линии связи длиной до 3,7 м

Таблица 6.1. Параметры помех, возникающих в стандартных цифровых ИС

Серия цифровых ИС	V_{cc}, В	f_2, МГц	dV/dt, В/нс	Переходный импульс заряда в цепи V_{cc}—земля, пКл	l_c, м	Запас помехоустойчивости, В
40xxB	5	4,0	0,05	170	6,06	2,25
40xxB	10	6,4	0,18	230	3,79	4,50
40xxB	15	16	0,60	120	1,52	7,75
74xx	5	110	2,00	26	0 12	0,60
74ACxx	5	151	2,29	5,0	0,16	1,25
74ACTxx	5	318	5,38	6,5	0,06	0,70
74ALSxx	5	78	1,18	12	0,21	1,10
74ASxx	5	114	1,24	5,5	0,16	0,45
74Cxx	5	1,4	0,02	440	16,67	2,00
74Cxx	10	4,0	0,11	340	5,68	3,50
74Fxx	5	135	2,20	9,2	0,11	1,30
74Hxx	5	155	2,75	12	0,09	0,60
74HCxx	5	30	0,63	40	0,60	0,80
74HCTxx	5	55	0,87	15	0,42	0,60
74Lxx	5	26	0,47	98	0,52	0,55
74LSxx	5	41	0,67	31	0,37	0,55
74Sxx	5	125	1,88	9,2	0,12	0,55
10xxx	—5,2	160	0,40	0,80	0,15	0,07
100xxx	—5,2	455	1,00	0,25	0,05	0,08
10G0xx	—3,3	600	9,50	0,19	0,02	0,20

(при $t_u \leqslant 6{,}6$ нс/м). Далее следуют логические ИС серий 74HCxx, 74HCTxx, 74Lxx и 74LSxx, к которым допустимо подключение несогласованных линий длиной до 0,37 м. К логическим схемам серий 74xx, 74ACxx, 74ALSxx, 74ASxx, 74Fxx, 74Hxx, 74Sxx и 10xxx можно подсоединять несогласованные линии связи, длина которых не превышает 0,09 м. Наконец, схемы серий 74ACTxx, 100xxx и 10G0xx генерируют чрезвычайно высокий уровень помех, и практически

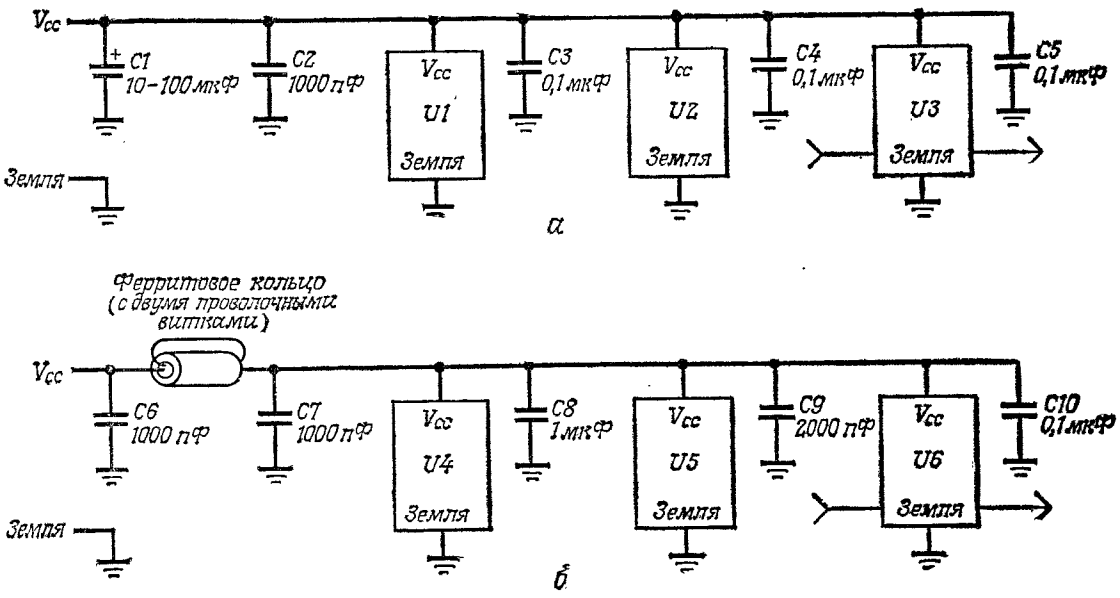

Рис. 6.1. Виды шунтирования в цифровых ИС,

все подключенные к ним линии связи должны быть соответствующим образом согласованы.

Шунтирующие конденсаторы являются источниками импульсного тока, потребляемого цифровыми схемами при переключении, уменьшают падение напряжения в цепях питания и заземления и способствуют фильтрации помех, создаваемых источниками

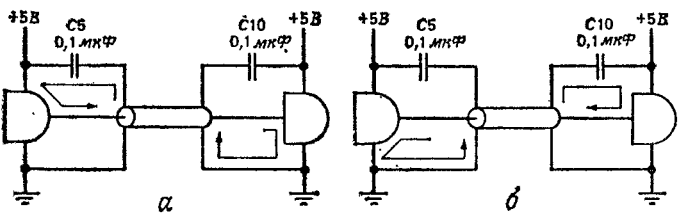

Рис. 6.2. Шунтирование передающих и принимающих элементов, находящихся вне платы: *а* — при переходе от нижнего логического уровня к верхнему, *б* — при переходе от верхнего логического уровня к нижнему.

питания и заземлением. На рис. 6.1, *а* показан традиционный простой способ шунтирования, применяемый в цифровых схемах. Оксидный шунтирующий конденсатор большой емкости (10—100 мкФ, $\geqslant$1 мкФ на каждую схему) помещается вблизи источника питания. Рядом с каждой триггерной ИС находится керамический шунтирующий конденсатор емкостью 0,1 мкФ, а к быстродействующим схемам подсоединяются также керамические шунтирующие конденсаторы малой емкости (100—1000 пФ). Каждая схема, передающая сигналы за пределы печатной платы, на которой она находится, или принимающая сигналы из-за пределов печатной платы, имеет керамический шунтирующий конденсатор емкостью 0,1 мкФ между источником питания и линией обратного тока сигнала (рис. 6.2). На долю остальных ИС приходятся керамические шунтирующие конденсаторы емкостью 0,01—0,1 мкФ, причем на 5 ИС приходится по крайней мере один конденсатор. Такой способ шунтирования имеет два недостатка: шунтирующие конденсаторы дороги и, кроме того, они слабо фильтруют

помехи с частотой выше 10 МГц из-за низких собственных резонансных частот (табл. 4.1).

Рис. 6.1, *б* иллюстрирует схему шунтирования [1—3]. Конденсаторы С6, С7 и ферритовое кольцо образуют П-образный фильтр, ослабляющий высокочастотные помехи в печатной плате. К каждой схеме, передающей сигналы за пределы печатной платы или принимающей сигналы, поступающие на плату извне, подсоединяется керамический шунтирующий конденсатор емкостью 0,1 мкФ, располагающийся между источником питания V_{cc} и линией обратного тока (рис. 6.2). Все остальные ИС снабжаются керамическими шунтирующими конденсаторами емкостью $C \geqslant 4{,}5 n_{\text{out}} C_{\text{L}}[\Phi]$, где n_{out} — число выходов ИС. Вблизи источника питания помещается танталовый оксидный (или поликарбонатный с металлизированными обкладками) конденсатор для фильтрации низкочастотных помех. Емкость последнего должна по крайней мере в 10 раз превышать емкость других конденсаторов в цепи, вместе взятых.

Такое расположение дешевых компонентов обеспечивает удовлетворительное шунтирование до частот 100 МГц и более. Керамические конденсаторы должны иметь эквивалентную последовательную индуктивность менее 20 нГн и эквивалентное последовательное сопротивление менее 0,5 Ом. С учетом индуктивности выводов танталовые (или поликарбонатные) конденсаторы должны обладать эквивалентными последовательными индуктивностью и сопротивлением соответственно менее 30 нГн и менее 1 Ом. Импеданс ферритового кольца при тактовой частоте схемы не должен превышать 10 Ом, а при частотах, превышающих тактовую частоту ИС в 5 раз, импеданс должен превышать 50 Ом на рабочем токе. Наилучшие результаты получаются, когда проводник дважды пропускается сквозь ферритовое кольцо. Если импеданс одного ферритового кольца слишком мал, можно применять последовательно несколько колец или более длинное и толстое кольцо. Если схема допускает дополнительное падение напряжения, вместо ферритового кольца можно исполь-

зовать композиционный или металлопленочный резистор сопротивлением $\approx$51 Ом.

В диапазоне частот 30 МГц—1 ГГц тактирующие синхросигналы и их гармоники являются основной причиной излучаемых помех. Четные гармоники можно резко уменьшить, если использовать синхросигналы с 50 %-ным коэффициентом заполнения (когда длительность синхросигналов приблизительно равна расстоянию между ними). Следует попытаться уменьшить число ИС, управляемых каждым тактовым синхросигналом. Если тактирующие синхросигналы должны поступать на несколько плат, в качестве буферов желательно использовать входные логические элементы на триггерах Шмитта, а также ограничить размах напряжения и скорость нарастания (dV/dt) амплитуды основных синхросигналов. Если синхросигналы управляются переключателями вне платы, нужно избегать непосредственного управления синхросигналами от этих переключателей. Вместо этого желательно подсоединить к переключателям цепи, управляющие логическими элементами на плате, которые в свою очередь будут управлять тактирующими синхросигналами. Уменьшению помех от тактирующих синхросигналов будут способствовать также их разнесение по фазе и децентрализация.

Проблему помех можно решить путем тщательной синхронизации системы. Для уменьшения переходных токов, возникающих в источниках питания и устройствах заземления, следует управлять небольшой группой микросхем с помощью разнесенных тактирующих сигналов. Сокращению периода времени, в течение которого система наиболее подвержена влиянию помех, способствует применение схем синхронизации и стробирование входных данных*.

Каждый входной сигнал, поступающий на плату, следует подавать только на одну ИС (желательно

---

* Наибольшая помехоустойчивость цифровой системы обеспечивается при использовании двухфазной синхронизации с применением узких синхросигналов для стробирования информации непосредственно на входах D-триггеров. — *Прим. ред.*

с триггерами Шмитта на входах), это поможет решить проблемы синхронизации. Входные цепи на триггерах Шмитта повышают помехозащищенность схем и облегчают обработку сигналов с медленным нарастанием амплитуды. Если входной сигнал подается на стандартный логический элемент, времена нарастания и спада следует поддерживать малыми

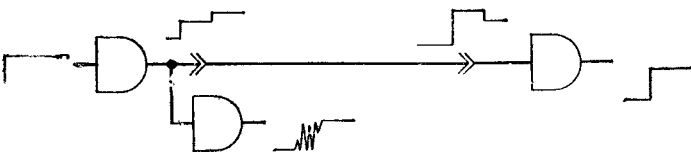

Рис. 6.3. Выбросы, вызываемые отражениями в длинных проводниках.

для предотвращения паразитных колебаний ($dV/dt > 0{,}1V/t_{HL}$ и $dV/dt > 0{,}1V/t_{LH}$).

Особое внимание требуют сигналы, выходящие из платы. Выходы триггеров, счетчиков и сдвиговых регистров следует буферизовать логическими элементами или усилителями-передатчиками для решения проблемы отражений и выбросов от несогласованных линий связи (рис. 4.5 и 4.6). Пропускание выходящих из платы проводников сквозь ферритовое кольцо позволит подключать к выходу несогласованные линии связи большей длины. *Сигналы, выходящие из платы, не должны поступать на вход схем, находящихся на этой плате.* Если пренебречь этим правилом, то можно столкнуться с очень серьезными проблемами помех, возникающих на выходном передатчике (рис. 6.3).

Для предотвращения отражений и выбросов длинные линии связи, должны согласовываться в соответствии с их характеристическим импедансом (см. гл. 13 и приложение Е). В этом случае полезным может оказаться последовательно подсоединенный резистор при условии, что все принимающие устройства находятся на дальнем конце линии связи (рис. 6.4, *а*). Резистор следует подобрать таким образом, чтобы при переключении сигнала в линии связи возникали лишь

незначительные выбросы. Резистивный делитель на дальнем конце линии связи позволит разместить приемники в любом ее месте (рис. 6.4, *б*). Чтобы подавить помехи в длинной кабельной сети, следует применять дифференциальные передающие и принимающие устройства с симметричными линиями связи.

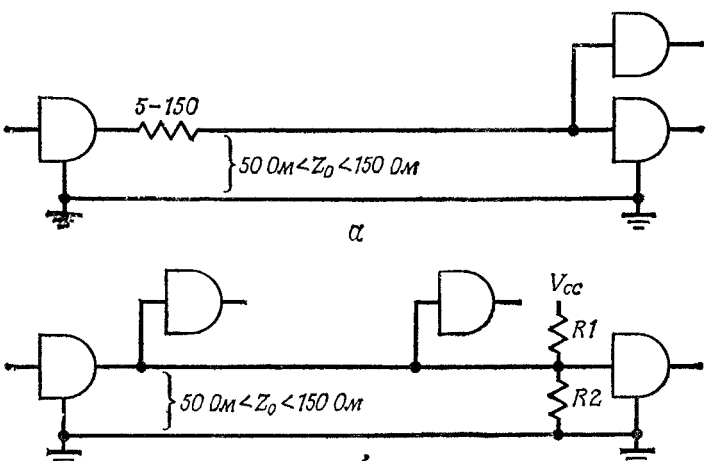

Рис. 6.4. Схемы согласования длинных линий связи для уменьшения отражений.

У однонаправленных линий связи необходимо подключать нагрузку к дальним концам (рис. 6.5, *а*), а у двунаправленных — к обоим (рис. 6.5, *б*). В симметричных линиях связи с подобающим образом согласованной нагрузкой подавление помех может достичь 70 дБ (3000 : 1) в диапазоне частот 0—100 кГц.

Подсоединение согласованной нагрузки к кабелям, контактным площадкам печатных плат и проводным связям должны осуществляться всегда, когда время распространения сигнала превышает половину времени нарастания или спада его амплитуды. Согласующий импеданс плоских и коаксиальных кабелей, а также скрученных пар составляет $\approx$100 Ом (75 Ом $\leqslant$ $\leqslant Z_0 \leqslant$ 120 Ом). Согласующий импеданс контактных площадок печатных плат должен равняться их харак-

теристическому импедансу ($20\ \text{Ом} \leqslant Z_0 \leqslant 200\ \text{Ом}$). Резистивный делитель (рис. 6.6, *а*) может служить согласованной нагрузкой и подавать смещение на линию связи без дополнительных источников питания. Например, стандартные согласованные нагрузки для ТТЛ-схем равны $R1 = 330$ Ом и $R2 = 220$ Ом, при этом с выходного сопротивления 132 Ом снимается +2 В

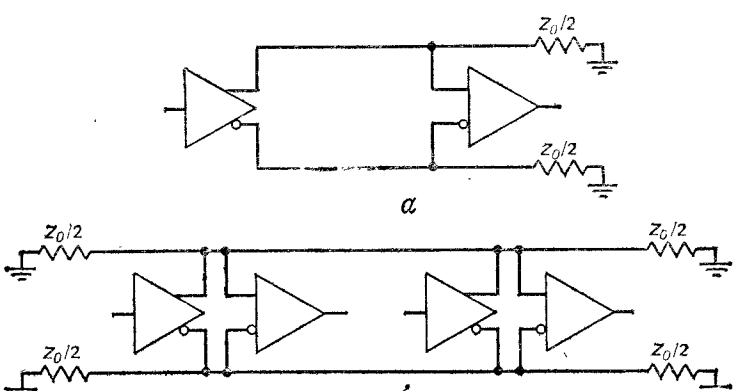

Рис. 6.5. Схемы подключения нагрузки к симметричным: *а* — однонаправленным и *б* — двунаправленным линиям связи.

($V_{cc} = +5$ В); $R1 = 150$ Ом и $R2 = 470$ Ом, при этом с выходного сопротивления 114 Ом снимают +3,8 В; и $R1 = 120$ Ом и $R2 = 470$ Ом, при этом с выходного сопротивления 96 Ом снимается +4 В. Большинство КМОП ИС не обладают нагрузочной способностью, достаточной для подсоединения таких резистивных делителей. К ним можно подключать резистивно-емкостной делитель, показанный на рис. 6.6, *б*, где $R3 \approx$ ≈ 1 кОм, $R4 \approx 330$ Ом и $C1 \approx 1000$ пФ.

В критических случаях может потребоваться более тщательное согласование линий связи и оконечных нагрузочных цепей. Р. Барнс придумал способ определения наиболее подходящей согласованной нагрузки даже в тех случаях, когда импеданс нагрузки неизвестен, зависит от частоты или на импеданс оконечной нагрузки влияют паразитные емкость или

индуктивность. Предложенная им последовательность действий такова.

1. Изготовить опытный образец устройства.

2. Задаться напряжением в оконечной цепи в отсутствие нагрузки $V0$. Для максимального быстродействия желательно, чтобы $V0 \approx V_{cc}/2$. Далее следует выбрать $V_{in\,1}$ таким образом ($V_{in\,1} < V0 < V_{cc}$), чтобы

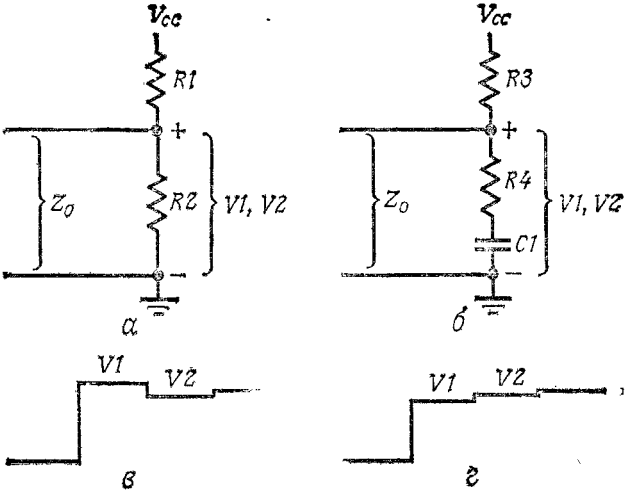

Рис. 6.6. Выбор согласующей нагрузки для линий связи: *а* — обычная согласованная нагрузка; *б* — согласованная нагрузка для КМОП-схем; *в* — $R_t > Z_0$, *г* — $R_t < Z_0$.

гарантировать логическую 1 на свободной линии. Затем выбрать $V_{in\,0}$ таким образом ($0 < V0 < V_{in\,0}$), чтобы гарантировать логический 0 на свободной линии.

3. Рассчитать или задать значение Z_0.

4. Подобрать металлопленочные резисторы с 1 %-ным допуском $R1$ и $R2$, сопротивления которых $R1 \approx \approx Z_0 V_{cc}/V0$ [Ом] и $R2 \approx Z_0 R1/(R1 - Z_0)$ [Ом].

5. Подсоединить резисторы к опытному образцу.

6. Следить за формой сигнала у передающего элемента с помощью быстродействующего осциллографа. Измерить значения $V1$ и $V2$, начальное напряжение на выходе и напряжение первого отраженного сигнала (рис. 6.6, *в* и *г*).

7. Вычислить импеданс линии связи у оконечной нагрузки по формуле

$$Z_0 = [(R1 \cdot R2)/(R1 + R2)]\,[(2V1 - V2)/V2]\ [\text{Ом}].$$

8. Используя это значение Z_0 для согласования, повторить процедуры 4—6. На этот раз отражения

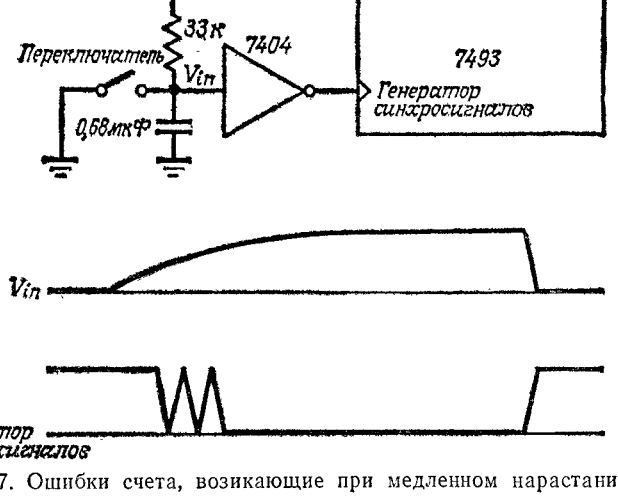

Рис. 6.7. Ошибки счета, возикающие при медленном нарастании амплитуды сигнала.

должны отсутствовать, подтверждая точное согласование импедансов у оконечной нагрузки.

Все неиспользуемые входы ИС должны находиться либо под высоким, либо под низким потенциалом. Некоторые системы предусматривают возможность отключения неиспользуемых узлов.

Один из моих сотрудников долго возился с небольшим тестером для испытания нового печатающего устройства. Схема, приведенная на рис. 6.7, должна была регистрировать количество соударений каретки устройства с левой стороной рамки. Для подавления ложных срабатываний счетчика при переключении в схему добавили конденсатор емкостью 0,68 мкФ, но несмотря на это, при каждом размыкании цепи счетчик продолжал перескакивать на несколько единиц.

Тщательно изучив схему с помощью осциллографа, мы обнаружили паразитные колебания на входе ОУ 7404 вследствие длительного времени нарастания V_{in}. Нормальная работа схемы была достигнута заменой ОУ 7404 на ОУ 7414.

Рекомендуемая литература

1. *Keenan R. K.* Decoupling and Layout of Digital Printed Circuits. Pinellas Park, FL: TKC, 1985.
2. *Keenan R. K.* Digital Design for Interference Specifications. Pinellas Park, FL: TKC, 1983.
3. *Keenan R. K.* FCC/VDE Noise Specifications: Application of Ferrite Beads to Decoupling Printed-Circuit Boards from Backplanes. Pinellas Park, EL: TKS, 1984.
4. *Ott H. W.* Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. New York: John Wiley and Sons, 1976.

7

СХЕМЫ СОПРЯЖЕНИЯ

Сопряжение электронной системы с «реальным миром» обычно является главным источником помех. Устройства ввода/вывода часто далеко отстоят от основной системы и соединяются с ней посредством длинных кабелей. Многие устройства ввода/вывода содержат соленоиды, переключатели, реле и двигатели, которые работают с большими мощностями и создают большие выбросы напряжения и тока. Для уменьшения помех следует проектировать цепи сопряжения с ограниченными токами и напряжением, низким быстродействием, использовать схемы, подавляющие выбросы и исключающие возникновение дугового разряда, и стремиться к тому, чтобы мощные схемы были как можно более компактными.

Переходы с нелинейными вольт-амперными характеристиками могут выпрямлять высокочастотные помехи и проходить в низкочастотные схемы; этот эффект называется низкочастотным выпрямлением. Различного рода конторское оборудование может находиться в электрическом поле напряженностью порядка 10 В/м, а военное оборудование выдерживает поля порядка 100 В/м, поэтому в длинных неэкранированных кабелях вполне могут возникнуть синфазные помехи амплитудой свыше 10 В. При таком уровне помех не только *pn*-переходы в транзисторах и ИС могут действовать как выпрямители, но даже «холодная пайка» и тронутые коррозией соединители. Эффект низкочастотного выпрямления можно ослабить, изменив монтаж для уменьшения восприимчивости к помехам или добавив фильтр нижних частот для защиты чувствительных переходов (рис. 7.1).

Выходные схемы следует проектировать таким образом, чтобы создаваемые ими высокие переходные токи могли «гаситься» подсоединеиными к ним нагрузками. Так, например, при включении лампы накаливания ток переходного процесса может превышать рабочий ток в 10—15 раз, трансформатора —

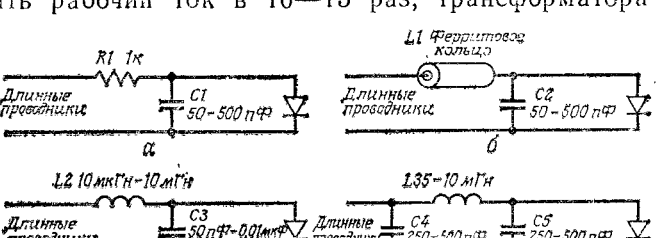

Рис. 7.1. Способы уменьшения эффекта низкочастотного выпрямления.

в 100 раз, двигателя — в 25 раз, реле — в 15 раз. Такие выбросы тока способствуют появлению сильных помех и могут привести к сплавлению контактов или выходу из строя полупроводниковых приборов.

Тиристоры создают сильные помехи из-за быстрого включения и управления большими нагрузками. Эти помехи можно ослабить, если включать приборы только при пересечениях нулевого уровня напряжения питания. Резкие выбросы напряжения на аноде этих приборов могут передаваться на управляющие электроды через паразитные емкости и вызывать ложные включения прибора («защелкивание»). Для поглощения этих выбросов и предотвращения защелкивания следует воспользоваться RC-цепочками (рис. 7.2). При этом можно руководствоваться следующим эмпирическим правилом: сопротивление резистора в этой цепочке должно быть равно минимальному нагрузочному сопротивлению. У тиристоров, рассчитанных на малый и умеренный ток, значения нагрузки должны быть следующие: 10 Ом $\leqslant R \leqslant$ 200 Ом и $L_L/R^2 \leqslant C \leqslant 4L_L/R^2$ [Ф], где индуктивность выражена в генри. Когда нагрузочное сопротивление не превы-

шает нескольких ом, резистор $R4$ и диод CR4 в схему на рис. 7.2, *г* можно не включать.

Генерация (самовозбуждение) в биполярных и полевых транзисторах обусловлена паразитной емкостью, образуемой базой и затвором. Эта проблема

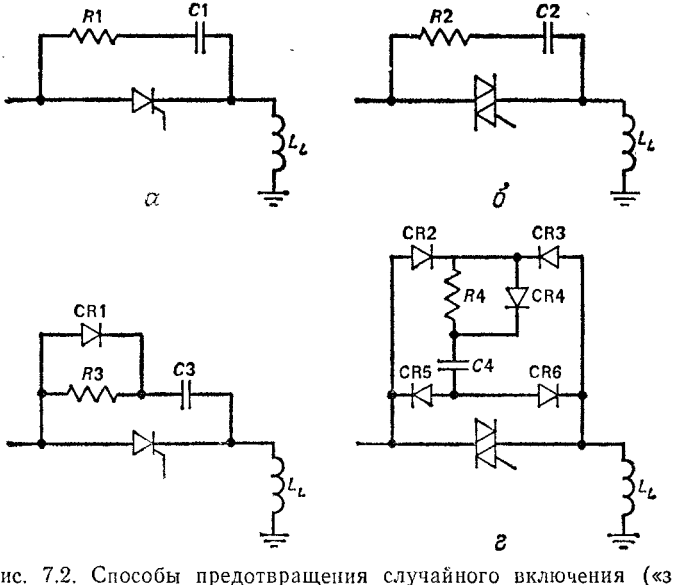

Рис. 7.2. Способы предотвращения случайного включения («защелкивания») тиристоров.

особенно обостряется, когда высокочастотные транзисторы (граничная частота $f_t \geqslant 100$ МГц) работают при частотах ниже $0{,}2f_t$ [Гц]. Для предотвращения высокочастотных паразитных колебаний в биполярных транзисторах можно подключить между базой и эмиттером транзистора конденсатор емкостью 10—100 пФ ($C1$ и $C2$ на рис. 7.3). Аналогичные функции, но уже в полевых транзисторах, будут выполнять резисторы сопротивлением 100—2000 Ом, последовательно соединенные с затвором (рис. 7.3, *в* и *г*). Другим эффективным методом, который не требует каких-либо изменений в схеме, является применение ферритового кольца, надеваемого на выводы базы и затвора (рис. 7.3, *д* — 7.3, *з*). При этом усиление тран-

зисторов на высоких частотах уменьшается, однако низкочастотные характеристики остаются неизменными. Избыточный уровень помех связан с очень малыми временами спада и нарастания амплитуды сигналов при переключении биполярных и полевых

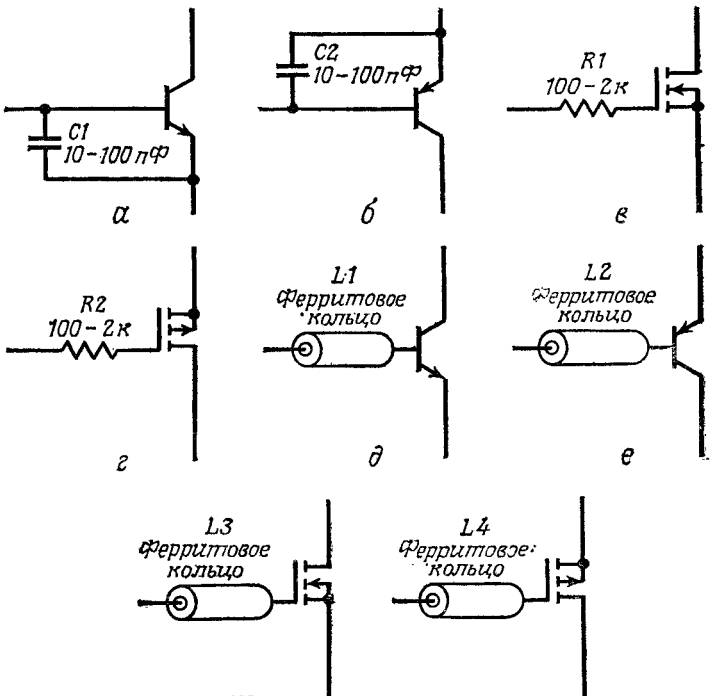

Рис. 7.3. Способы предотвращения высокочастотных паразитных колебаний в транзисторах.

транзисторов. Генерацию помех можно ослабить, если между коллектором и эмиттером (между стоком и истоком) поместить конденсатор емкостью $\approx 0{,}047$ мкФ, который несколько снизит быстродействие приборов. Весьма эффективным решением является компактный монтаж управляющих схем и нагрузки, для того чтобы сократить размеры контура и длину проводников, по которым протекают высокие переходные токи.

Схемы, защищающие устройства от дуговых разрядов, снижают уровень помех, возникающих при размыкании и замыкании переключателей и контактов реле, особенно при индуктивных нагрузках. Тлеющий разряд возникает тогда, когда напряжение

Таблица 7.1. Условия возникновения дугового разряда для традиционных контактных материалов

Материал	V_{arc}, В	I_{arc}, А
Графит	15,5—20	0,01—0,03
Медь	8,5—14	0,36—0,60
Золото	9—16	0,38—0,42
Железо	8—13	0,35—0,73
Молибден	17	0,75
Никель	8—14	0,20—0,50
Палладий	15—16	0,80
Платина	13,5—17,5	0,67—1,00
Родий	14	0,35
Серебро	8—13	0,40—0,90
Вольфрам	10—16,5	0,90—1,27

на контактах превышает 300 В. Дуговой разряд возникает при следующих условиях: 1) скорость изменения напряжения на контактах превышает 1 В/мкс, 2) напряжение на контактах превышает напряжение дугового разряда V_{arc} для отрицательного контакта, 3) нагрузочный ток превышает номинальный ток дугового разряда I_{arc} для любого контакта. В табл. 7.1 приведены минимальные значения V_{arc} и I_{arc} для традиционных контактных материалов. Чем выше V_{arc}, тем меньше электромагнитные наводки вследствие меньшей вероятности дугового разряда. (*Замечание*: У контактов, поврежденных дуговым разрядом, минимальный ток I_{arc} может значительно (в 10 раз) снизиться по сравнению с приведенным в табл. 7.1.)

На рис. 7.4 представлены наиболее часто применяемые схемы предотвращения дуговых разрядов в контактах переключателей и реле. Если ток в резистивной нагрузке меньше I_{arc} [А], то специальных помехоподавляющих схем не требуется. Показанные

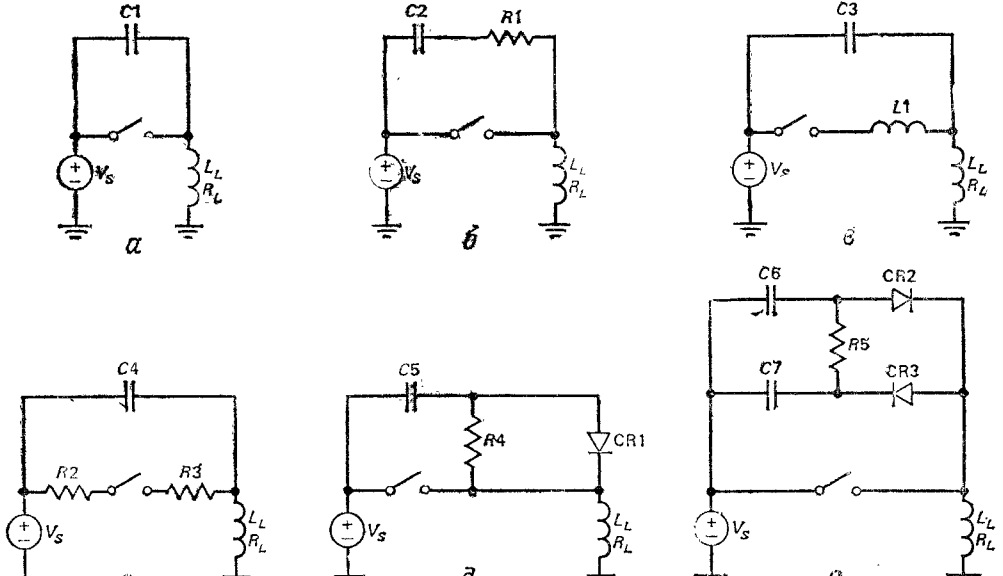

Рис. 7.4. Способы подавления дугового разряда на переключателях и релейных контактах.

на рис. 7.4, *а* — 7.4, *г* схемы подходят в случае, когда ток в индуктивной нагрузке меньше I_{arc}, а схемы на рис. 7.4, *д* и 7.4, *е* — в случае, когда ток в нагрузке превышает I_{arc}. Пусть максимальное напряжение питания составляет V_s [В], максимальный нагрузочный ток I [А], индуктивность нагрузки L_L [Гн] и сопротивление нагрузки R_L [Ом]. Тогда можно порекомендовать следующие номиналы компонентов помехоподавляющих схем:

$C1 - C5 \geqslant 10^{-6} I$ [Ф] и $\geqslant (I/300)^2 L_L$ [Ф] при рабочих напряжениях этих компонентов 10 V_s [В],

$C6$, $C7 \approx L_L/R_L^2$ [Ф],

диоды CR1—CR3 должны быть рассчитаны на номинальное обратное напряжение V_s [В] и постоянный ток I [А],

L1 $\approx$ 10 мкГн, V/I_{arc} [Ом] $\leqslant R1 \leqslant R_L$ [Ом],

R_2 $R_3 < R_L/20$ [Ом], $R_4 \geqslant R_L$ [Ом] и $\geqslant 10\ V_s/I_{\text{arc}}$ [Ом],

$R5 \approx 100$ кОм.

Все компоненты помехоподавляющих схем должны располагаться близко к контактам переключателей, а все выводы должны быть как можно короче.

На рис. 7.4, *б* показана наиболее эффективно предотвращающая дуговые разряды схема, когда контакты переключателей и реле смочены в ртути. Рекомендуемые значения компонентов $C2$ и $R1$ таковы:

$C2 = 10^{-7} I^2$ [Ф] (минимальное значение 1000 пФ),

$R1 = V_s/10I^{1+50/V_s}$ [Ом] (минимальное значение 0,5 Ом).

При замыкании контактов имеет место дребезг, а при ударах и вибрациях может произойти размыкание. У небольших реле дребезг обычно продолжается 10—60 мкс, а у мощных может длиться несколько миллисекунд. Дребезг контактов обычных переключателей длится 5—50 мс. На рис. 7.5 показаны схемы, защищающие цифровые ИС от воздействия дребезга. Обычно достаточно, чтобы произведение номиналов $R1$ и $C1$ составляло приблизительно 10^{-6} Ом·Ф.

Схемы защиты от выбросов напряжения или тока понижают уровень помех, создаваемых индуктивными

нагрузками, и исключают необходимость подавления помех от дугового разряда на контактах. Если индуктивную нагрузку, через которую течет ток, резко отключить от источника, в схеме некоторое время будет течь ток. В отсутствие цепей, защищающих от дугового разряда или выбросов напряжения или тока, этот ток зарядит распределенную емкость нагрузки. В результате при выключении возникнет отрицательный

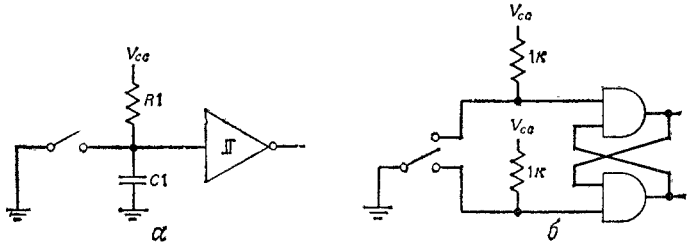

Рис. 7.5. Способы устранения влияния дребезга контактов.

выброс напряжения, способный в течение 3 мкс превысить напряжение питания почти в 100 раз. Скорость его спада будет определяться соотношением между сопротивлением, емкостью и индуктивностью нагрузки. Эти выбросы могут привести к сплавлению контактов, выходу из строя транзисторов и создать помехи частотой до 300 МГц.

На рис. 7.6 показано пять схем, подавляющих выбросы при отключении нагрузки от источника постоянного тока. Компоненты этих схем должны располагаться как можно ближе к нагрузке, чтобы уменьшить длину контура, по которому течет ток, и свести тем самым к минимуму проблему помех. Простой диод, подключенный параллельно индуктивной нагрузке (CR1 на рис. 7.6, *а*), ограничивает выброс напряжения до ≈ 1 В, однако при этом заметно возрастает время срабатывания реле. Добавление некоторых компонентов (рис. 7.6, *б*, *в* и *д*) позволяет восстановить время срабатывания реле и одновременно ограничить выброс при отключении источника на безопасном уровне. Номинальное напряжение стабилитрона CR3 должно превышать напряжение питания в 1,2 раза, а номинальный рабочий ток должен быть равен мак-

симальному току нагрузки. Конденсатор $C1$, добавленный в схему на рис. 7.6, *г*, способствует снижению уровня кондуктивных и радиопомех. Если питание к нагрузкам подводится периодически, то номинальный постоянный ток диодов CR1, CR2, CR4 — CR7 должен

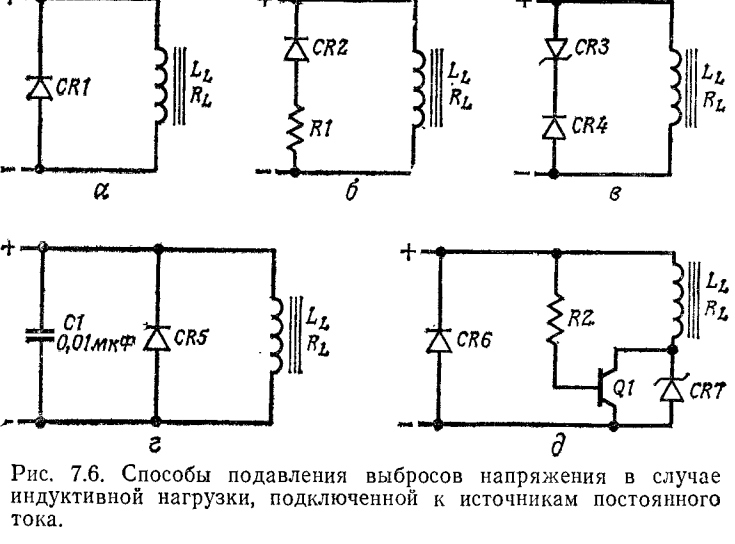

Рис. 7.6. Способы подавления выбросов напряжения в случае индуктивной нагрузки, подключенной к источникам постоянного тока.

быть равен половине нагрузочного тока. При непрерывном подводе питания диоды должны выдерживать полный нагрузочный ток.

На рис. 7.7 показаны помехоподавляющие схемы, пригодные при подключении нагрузок к источникам как переменного, так и постоянного тока. Если на рис. 7.7, *а* $R1 \approx R_L$ [Ом], то выброс при включении всего вдвое превысит напряжение питания, однако при этом уменьшится снимаемая с нагрузки мощность. Для того, чтобы выброс при включении не превысил вдвое напряжение питания, через варистор на рис. 7.7, *б* должен протекать ток, составляющий лишь одну десятую номинального тока нагрузки. Стабилитроны на рис. 7.7, *в* (CR1 и CR2) должны быть рассчитаны на напряжение, в 1,2 раза превышающее максимальное напряжение питания, а их номиналь-

ный постоянный рабочий ток должен быть равен току нагрузки. На рис. 7.7, *г* $R_L/4 \leqslant R3 \leqslant R_L/2$ [Ом] и $C1 \sim L_L/(R_L R3)$ [Ф] способны выдерживать 10-кратное превышение максимального напряжения питания. Если I — максимальный ток нагрузки, $C2 \geqslant 10^{-6} I$ [Ф] и $\geqslant (I/300)^2 L_L$ [Ф] и $R4 \approx (5L_L/C2)^{1/2}$ [Ом], то схема

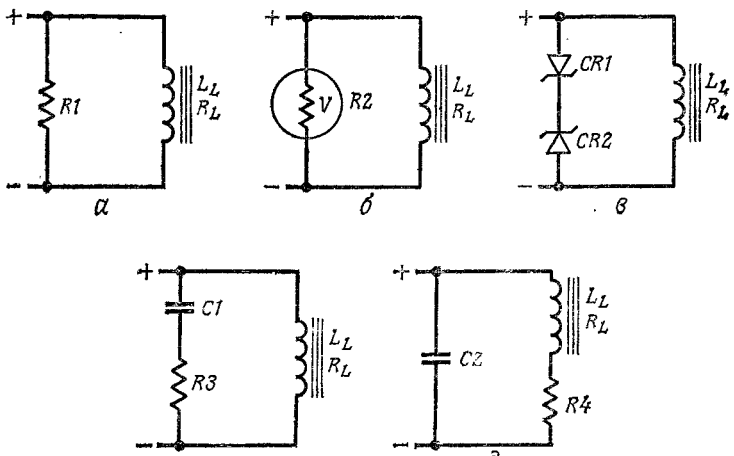

Рис. 7.7. Способы подавления выбросов напряжения при переключении индуктивной нагрузки от источников постоянного и переменного тока.

выдерживает 10-кратное пиковое напряжение питания (рис. 7.7, *д*).

Двигатели постоянного тока и универсальные двигатели создают сильные помехи, частота которых достигает 20 МГц, и слабый фон частотой до 1 ГГц. Уровень помех можно снизить при работе с двигателем тщательно продуманной симметричной конструкции, снабженным жесткими щеткодержателями, компенсационными обмотками и дополнительными полюсами. Двигатели, работающие от напряжения 50 В и выше, должны иметь угольные щетки сопротивлением 1,5—2,5 мОм при плотности тока 85—100 кА/м². Если двигатель работает от напряжения питания ниже 50 В, то должны использоваться металлографитные щетки, выдерживающие плотность тока 100—140 кА/м², Ду-

говой разряд на коллекторе можно резко ослабить, применяя специальные щетки слоистой конструкции, у которых передний и задний края, контактирующие с коллектором, сделаны соответственно из низкоомного и высокоомного материала. На медных коллекторах накапливается слой оксида меди, так что помехи, создаваемые катодной щеткой, в десятки раз

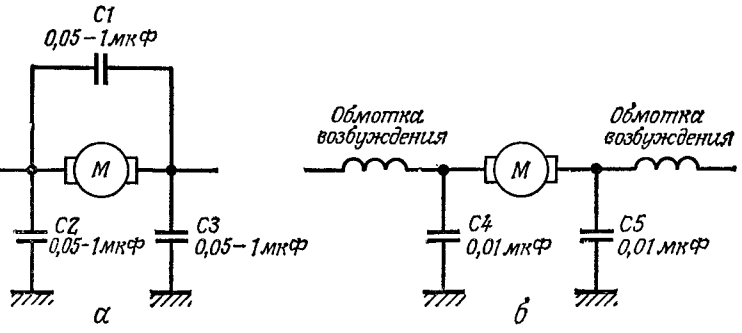

Рис. 7.8. Способы подавления выбросов напряжения при работе двигателей.

превышают помехи анодной щетки. Гальваническое покрытие коллектора слоем хрома толщиной более 25 мкм уменьшит производимые катодной щеткой помехи и продлит срок службы двигателя.

На рис. 7.8 показаны помехоподавляющие схемы, применяющиеся для защиты двигателей постоянного тока, универсальных двигателей и генераторов постоянного тока. Если поместить конденсаторы между щетками двигателя и обмоткой возбуждения (рис. 7.8, *б*), то их емкость можно значительно снизить по сравнению с емкостью конденсаторов на рис. 7.8, *а* при том же уровне подавления помех. Конденсаторы $C2 — C5$ следует подсоединять непосредственно к кожуху двигателя, и они должны быть рассчитаны на напряжение, по меньшей мере вдвое превышающее максимальное напряжение питания.

Двигатели и генераторы переменного тока создают некоторый уровень низкочастотных помех. Четные гармоники можно практически устранить, создав механически и электрически симметричную конструкцию

устройства. Соединение треугольником, а не звездой позволяет ослабить 3-ю, 6-ю, 9-ю и т. д. гармоники.

Впервые с эффектом низкочастотного выпрямления мне пришлось столкнуться, когда сосед купил мощный передатчик, работавший в полосе частот персональной радиосвязи. Мы узнали о его покупке тотчас же, поскольку голос соседа раздавался из нашего электронного орга́на. Дня через два нам надоело слушать его болтовню. Заподозрив, что передачи на этой полосе частот воспринимаются проводами громкоговорителя, мы установили два керамических конденсатора емкостью 0,01 мкФ между клеммами громкоговорителя и заземленным корпусом усилителя. Такое простое средство подействовало как нельзя лучше. (*Замечание*: Если емкость конденсаторов слишком велика, в усилителе могут возникнуть паразитные колебания, способные сжечь катушки громкоговорителя. Прибегая к такому средству, проверьте на осциллографе, когда такая возможность имеется, нет ли паразитных колебаний на выходах усилителя.)

Рекомендуемая литература

1. Consumer Electronics Systems Technician Interference Handbook — Audio Rectification. Washington, D. C.: Consumer Electronics Group/Electronic Industries Association.
2. Motorola Thyristor Data. Phoenix, AZ: Motorola Semiconductor Products, 1985.
3. *Holm R.* Electric Contacts, 4th ed. New York: Springer-Verlag, New York, Inc., 1967.
4. National Association of Relay Manufacturers, Engineers' Relay Handbook, 2nd ed. New York: Hayden Book Co., Inc., 1969.
5. *Ott H. W.* Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. New York: John Wiley and Sons, 1976.

8

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Импульсные (ключевые)* источники питания являются основным источником помех частотой до 30 МГц. Линейные источники питания также могут при малых выходных токах генерировать низкочастотные паразитные сигналы с пилообразным изменением амплитуды, а при подключении к ним через длинные кабели плохо шунтированных нагрузок** могут самовозбуждаться. Другой причиной низкой помехоустойчивости является плохая изоляция между входом и выходом, когда помехи с шины питания попадают в схему через источники питания, а создаваемые схемой помехи также попадают в источник питания. Эти трудности можно преодолеть тщательным выбором компонентов и топологии схемы, а также правильного шунтирования, фильтрации и экранирования.

На рис. 8.1 показана типовая схема линейного источника питания. Трансформатор T1 понижает или повышает первичное напряжение и обеспечивает изоляцию схемы от источника переменного тока (первичного источника напряжения). Диоды CR1—CR4 выпрямляют вторичное напряжение и заряжают конденсатор большой емкости сглаживающего фильтра ($C1$). Напряжение V_{ref} подается на базу транзистора $Q1$ для управления выходным напряжением $V_{out} = V_{ref} - V_{be}$ [В]. На рис. 8.2 показана высокочастотная эквивалентная схема этого источника питания: от источника первичного напряжения до V_{out} имеется после-

---

* Под импульсным (ключевым) источником вторичного электропитания здесь понимается источник питания с импульсным регулированием выходного напряжения. — *Прим. ред.*

** Здесь имеется в виду высокочастотное шунтирование активной нагрузки с помощью конденсаторов. — *Прим. ред.*

довательная емкость источника ≈13 пФ и шунтирующая емкость ≈50 пФ, так что в схему попадает около

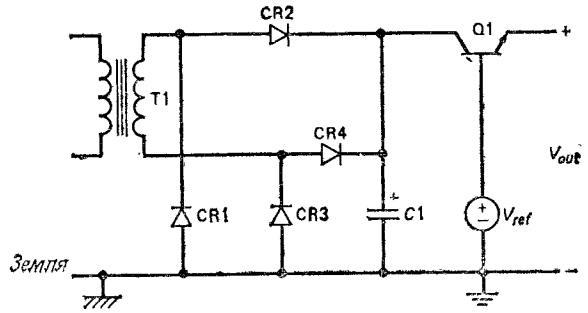

Рис. 8.1. Схема линейного источника питания.

20 % помех, возникающих в шинах питания, и наоборот.

Высокочастотные помехи чрезвычайно часто возникают в шинах переменного питания. В среднем в

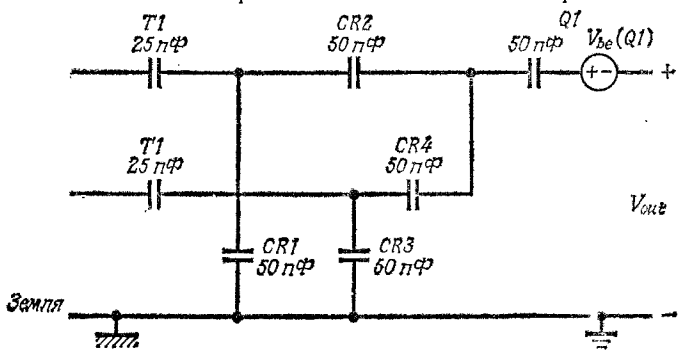

Рис. 8.2. Высокочастотная эквивалентная схема линейного источника питания.

бытовых стереосистемах каждые несколько минут происходит выброс напряжения до 200 В, примерно раз в сутки — до 400 В и приблизительно раз в год — до 1000 В. Если помещение находится в зоне высокой грозовой активности, могут наблюдаться выбросы на-

пряжения до 1000 В раз в сутки и до 5000 В раз в год. В административных и производственных помещениях уровень помех очень высок: так электродвигатели создают выбросы 1500—2000 В. При грозовых разрядах в шинах питания вне помещения могут возникать выбросы напряжения от 10 до 20 кВ, а во внутренней проводке — от 2 до 6 кВ (значение 6 кВ связано с возможностями электрических розеток, у которых напряжение дугового разряда составляет ≈ 6 кВ). В общем случае источники питания должны выдерживать выбросы до 3 кВ, не выходя при этом из строя, а высоконадежные источники питания должны быть рассчитаны на выбросы до 6 кВ.

Не намного лучше обстоит дело и с электронными устройствами для автомобилей. Резкие падения нагрузки, например, на генераторе переменного тока, могут приводить к выбросам напряжения до +120 В. Включения или выключения индуктивной нагрузки могут создавать выбросы от —300 В до +80 В. Паразитная связь между проводниками электропроводки может быть причиной выбросов +200 В, а при простом включении зажигания они нередко достигают —100 В! В обычных условиях различные потребители энергии в сети электропитания автомобиля создают помехи амплитудой $\pm 1{,}5$ В, а система зажигания ± 3 В; при отключении аккумулятора они могут возрасти до ± 75 В.

Один из способов защиты электронного оборудования от выбросов напряжения в шинах питания заключается в использовании устройств защиты. Например, у меня дома персональная ЭВМ, печатающее устройство, цветной монитор и графопостроитель включены в специальный «подавитель перенапряжения» с шестью выходами. Система работала бы и без него, но мне пришлась по душе возможность установить дополнительную защиту. Этот блок содержит металлооксидные варисторы, представляющие собой резисторы с резко нелинейными характеристиками. Другие устройства защиты от перенапряжения — варисторы из карбида кремния, стабилитроны, «Транзорбы», «Серджекторы» и защитные разрядники на

газонаполненных лампах. Свойства этих устройств приведены в табл. 8.1.

При включении выпрямителей в источниках питания возникают выбросы напряжения, а при их выключении — выбросы тока. Эти выбросы можно ослабить, применив диоды с плавным восстановлением или диоды, рассчитанные на высокие номинальные ток и напряжение. Можно также ограничивать ток, текущий через выпрямительный диод (рис. 8.3, *а*), уменьшать

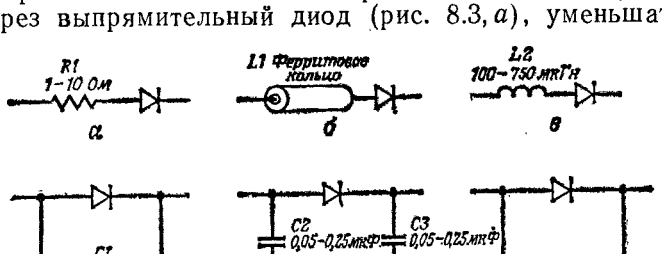

Рис. 8.3. Средства, ослабляющие переходные процессы при включении и выключении выпрямительных диодов.

скорость изменения тока (рис. 8.3, *б* и *в*) или «гасить» выбросы высококачественными шунтирующими конденсаторами (рис. 8.3, *г* и *д*). В схемах с диодами Шотки могут потребоваться *RC*-поглотители (рис. 8.3, *е*), предотвращающие возникновение звона при выключении. Подавители выбросов на рис. 8.3, *а* — 8.3, *в* и 8.3, *д* также препятствуют попаданию в схему внешних помех или отводят их на землю, улучшая изоляцию между входом и выходом источника питания и уменьшая помехочувствительность схемы.

Рассмотрим пути повышения помехоустойчивости источника питания на рис. 8.1. Важнее всего обезопасить схему от помех, возникающих в сети первичного питания, поскольку они могут вывести схему из строя. На рис. 8.4, *а* показан типичный коммерческий фильтр, используемый для защиты от сетевых помех. Компоненты *L*1 и *L*2 блокируют высокочастотные помехи, *C*2 и *C*3 защищают от высокочастотных дифференциальных помех, а *C*4 и *C*5 — от высокочастотных синфазных помех. Типовые номиналы этих компонен-

Таблица 8.1. Параметры устройств защиты от перенапряжения

Тип устройства	Напряжение пробоя, В	Нелинейность a $(I=KV^a)$	Номинальный ток, А	Емкость, пФ	Время срабатывания, нс
Разрядник на газонаполненных лампах	70—40 000	—	1 000—10 000	0,5—10	50—5 000
Металлооксидные варисторы	6—4 700	15—30	10—70 000	10—33 000	<1—50
Варисторы на карбиде кремния	9—1 000	2—7	1—1 000	30—4 000	300—10 000
«Серджекторы»/«Тизорбы»	5—600	—	5—3 500	90—200	10—10 000
«Трансзорбы»	6—500	≈ 35	2—2 000	10—90 000	<1—10
Стабилитроны	1—700	30—100	1—500	2—60 000	<1—25

тов: $L1$ и $L2$ от 1,8 до 47 мГн, $C2$ и $C3$ от 0,1 до 2 мкФ и $C4$ и $C5$ от 0,0022 до 0,033 мкФ. Более высокие значения емкостей $C4$ и $C5$ усилили бы подавление помех, однако, согласно инструкциям по технике безопасности, блуждающие токи не должны превышать 3,5 мА

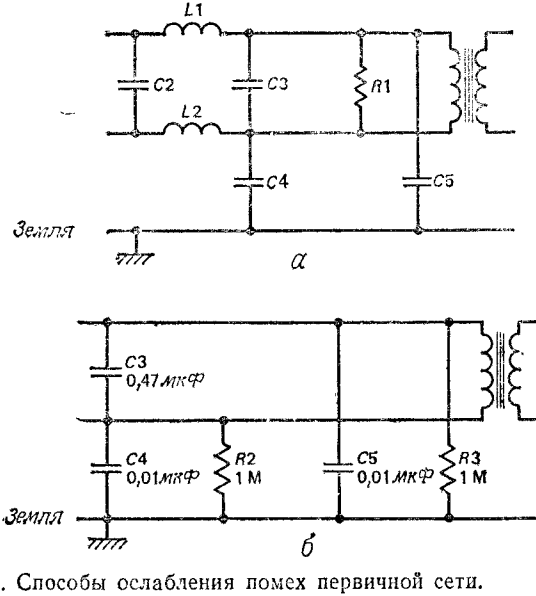

Рис. 8.4. Способы ослабления помех первичной сети.

для заземленных систем и 0,5 мА для незаземленных систем. Может понадобиться и стабилизирующий нагрузочный резистор (сопротивление которого $R1 < < 0{,}4$ Ом·Ф/$(C2 + C3)$) для разрядки $C2$ и $C3$. (*Замечание.* При выборе сетевого помехоподавляющего фильтра для источника питания с импульсным регулированием необходимо, чтобы резонансная частота фильтра была меньше частоты переключения.)

Иногда требуется незначительная фильтрация, так, схема на рис. 8.4, *б* функционирует вполне исправно. Здесь $C3$ — бумажный или пленочный коиденсатор, а $C4$ и $C5$ — стандартиые дисковые керамические конденсаторы на 1,4 кВ, $R2$ и $R3$ — композиционные резисторы. Эту схему можно собрать на оконечной на-

грузке или печатной плате, проследив, чтобы выводы конденсатора были как можно короче. Все компоненты, используемые в таких фильтрах, установленных в шинах питания, должны выдерживать переменные напряжение и ток, вдвое превышающие номинальные значения для этого фильтра. Если источник

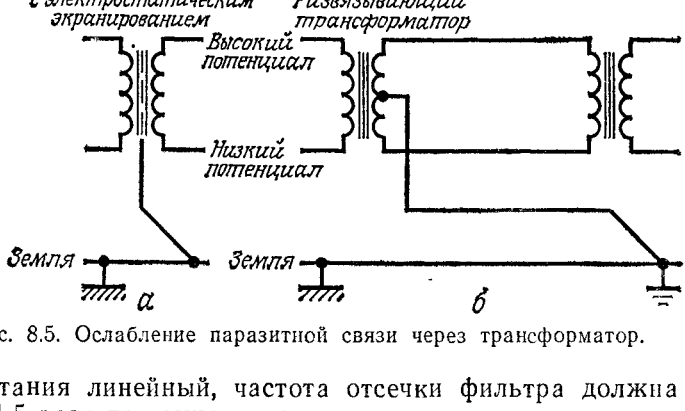

Рис. 8.5. Ослабление паразитной связи через трансформатор.

питания линейный, частота отсечки фильтра должна в 1,5 раза превышать максимальную частоту переменного напряжения на входе.

Целесообразно экранировать силовые трансформаторы. У обычных трансформаторов емкость, образуемая обмотками, составляет 10—50 пФ. У трансформаторов с электростатическим экранированием, когда экран присоединяется к схемной земле (рис. 8.5, *а*), эта емкость падает до $\approx$0,01 пФ. При двойном экранировании трансформаторов экран первичной обмотки должен крепиться к силовой земле, а вторичной — к схемной земле. Чтобы убедиться в том, что проблемы помех в трансформаторе с электростатическим экранированием решены, можно воспользоваться секционированным развязывающим трансформатором, показанным на рис. 8.5, *б*. Если требуется лишь небольшое уменьшение межобмоточной емкости, можно применить трансформаторы с двухсекционной обмоткой и тороидальные трансформаторы.

Обратимся теперь ко вторичной обмотке (рис. 8.6). На выводы трансформатора для подавления импульс-

ных помех можно надеть ферритовые кольца (*L*3 и *L*4); они будут также способствовать более медленному росту амплитуды импульсов зарядного тока и уменьшению выбросов при выключении выпрямителя. Можно добавить варистор *R*1 для подавления высоковольтных выбросов и конденсаторы *C*6 и *C*7 небольшой емкости для отвода на землю высокочастотных помех. Для предотвращения воздействия помех

Рис. 8.6. Ослабление помех в цепях вторичного питания.

схемы на источник питания рекомендуется воспользоваться проходным конденсатором *C*8 и ферритовым кольцом *L*5. (*Замечание.* Действие ферритовых колец *L*3 и *L*4 наиболее эффективно при нагрузках с низким импедансом.)

На рис. 8.7 представлена высокочастотная эквивалентная схема источника питания, в котором полностью отсутствуют помехи. Компоненты *L*1—*L*5 блокируют высокочастотные помехи, способные проникать в нагрузку из первичной сети переменного напряжения и обратно. Компонент *R*1 подавляет высоковольтные выбросы, а компоненты *C*2 — *C*8 ликвидируют высокочастотные помехи. Очень незначительный уровень помех может проходить через схему источника питания, однако, чтобы улучшить развязку между входом и выходом, цепи переменного тока необходимо располагать на значительном отдалении от цепей постоянного тока.

Импульсные источники питания могут создавать повышенный уровень помех вследствие емкостной паразитной связи между переключающими транзисто-

рами и их радиаторами. Транзистор ТО-3 на слюде имеет паразитную емкость 100—250 пФ. Ее можно уменьшить до ≈ 1 пФ, поместив между транзистором и радиатором экран и соединив его со схемной землей. Для таких экранов созданы специальные изолирующие материалы, называемые «Sil-Pad Shields».

Рис. 8.7. Высокочастотная эквивалентная схема линейного источника питания, в котором отсутствуют помехи.

Рекомендуется использование отдельных источников для питания высокочастотных и низкочастотных схем. Точно так же, если устройство содержит высокомощные и маломощные схемы, они должны питаться от отдельных источников или иметь стабилизатор напряжения. Если источник питания не имеет внешней ориентации потенциала выходного напряжения, одну из его клемм следует соединить с клеммой заземления на корпусе. Если такая ориентация имеется и источник питания работает на единственную нагрузку, с клеммой заземления на корпусе следует соединить одну из клемм нагрузки. Если же источник питания подключен к нескольким нагрузкам, к клемме заземления на корпусе подключается одна из опорных точек нагрузки.

В 1980 г. мне довелось разрабатывать тестер источника питания и я обнаружил, что выходное напряжение источника, рассчитанного на +5 В, колеблется между +5,1 и +6,5 В. На экране осциллографа я увидел на выходе пилообразный сигнал, амплитуда которого спадала до +5,1 В за 100—200 мс, а затем резко (приблизительно за 50 мкс) повышалась до 6,0—6,5 В. Очевидно, в схеме происходили следующие

процессы: 1) выходное напряжение было слишком велико, значит, транзистор закрыт; 2) выходное напряжение постепенно падает до +5,1 В, и транзистор начинает открываться; 3) выходной сигнал тотчас же заряжает выходную емкость, превышает требуемое значение напряжения и вновь закрывает транзистор. При консультации с разработчиком источника питания выяснилось, что +5 В-выход был рассчитан на минимальные нагрузочные ток и емкость соответственно 100 мА и 200 мкФ. Поэтому я добавил в схему тестера конденсатор емкостью 220 мкФ и резистор сопротивлением 50 Ом. С тех пор с помощью этого тестера я проверил свыше 100 000 источников питания и больше с проблемой помех не сталкивался.

Рекомендуемая литература

1. 1984. SAE Handbook, vol. 2, Parts and Components. Warrendale, PA: Society of Automotive Engineers, Inc., 1984.
2. *Cherniak S.* A Review of Transients and Their Means of Suppression. Phoenix, AZ: Motorola Semiconductor Products Applications Note AN-843.
3. *Ginsberg G. L.* A User's Guide to Selecting Electronic Components. New York: John Wiley and Sons, 1981.
4. *Gottlieb I. M.* Regulated Power Supplies. Indianapolis: Howard W. Sams and Co., Inc., 1978.
5. *Mardiguian M.* Interference Control in Computers and Microprocessor-Based Equipment. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1984.

9

РАЗБИЕНИЕ И КОМПОНОВКА УЗЛОВ

Разбиение и компоновка решают задачу, что и где должно быть размещено в электронной системе. Проблемы возникновения помех и наводок можно свести к минимуму, изолировав чувствительные схемы от источников помех, устранив паразитные индуктивные и емкостные связи, связи через общий импеданс и антенные эффекты. Для этого необходимо: 1) располагать маломощные (чувствительные) схемы поблизости от источников сигналов, 2) располагать мощные схемы (в которых велика вероятность возникновения помех) вблизи нагрузок, 3) располагать маломощные и мощные схемы как можно дальше друг от друга, 4) добиваться, чтобы проводники были как можно короче, 5) использовать максимально короткие контуры прохождения тока.

Разделим схемы на пять групп: 1) чувствительные схемы с высоким импедансом ($|Z| \geqslant 376{,}7$ Ом, в которых высока вероятность возникновения паразитной емкостной связи), 2) чувствительные схемы с низким импедансом ($|Z| < 376{,}7$ Ом, в которых высока вероятность возникновения паразитной индуктивной связи), 3) схемы умеренной чувствительности или схемы, рассчитанные на умеренный уровень потребляемой мощности, 4) высоковольтные схемы, 5) схемы, рассчитанные на высокий ток. Аналоговые схемы обычно попадают в первые две группы, цифровые схемы относятся к третьей группе, а схемы сопряжения и источники питания — к двум последним. Можно смело комбинировать схемы, принадлежащие к одной и той же группе и компоновать из них подсистемы, однако схемы с высоким импедансом следует располагать подальше от высоковольтных схем, а

схемы с низким импедансом не следует помещать рядом со схемами, рассчитанными на высокий ток. В общем случае при объединении схем, принадлежащих к различным группам, поступающие на них сигналы должны обладать достаточной устойчивостью к помехам и умеренным уровнем мощности.

Схемы, составляющие данную подсистему, должны обладать общими свойствами по входу/выходу и сравнимым уровнем помех. Такие условия приводят к тому, что большинство систем приходится подразделять на аналоговые и цифровые подсистемы, источники питания и подсистемы, содержащие электромагнитные приборы или переключатели. Желательно также, чтобы высокочастотные и низкочастотные схемы входили в разные подсистемы. Каждая подсистема должна быть как можно более компактной и должна быть снабжена собственными средствами подачи питания и заземления. Проводники в подсистемах должны иметь низкий импеданс, а контуры прохождения тока должны быть минимальными.

При монтаже трансформаторов, соленоидов и других электромагнитных устройств следует проследить, чтобы их магнитные поля были направлены перпендикулярно друг другу, а сами устройства находились на значительном удалении от кабелей. При проектировании кабельной разводки следует обеспечивать минимум длины, минимальный импеданс и наименьшую площадь контура. Кабели для быстродействующих логических схем должны иметь не менее одного общего провода земли на каждые пять кабелей, а если кабели предназначены для логических схем умеренного быстродействия, то не менее одного на каждые десять кабелей. Чувствительные схемы с их кабелями следует располагать как можно дальше от других участков, используя в качестве естественных экранов элементы корпуса системы. Заземляющие цепи подсистем должны пересекаться только в одной точке, а вокруг высоковольтных схем и схем с высоким импедансом следует установить заземленные экраны.

10

ЗАЗЕМЛЕНИЕ

При проектировании средств заземления необходимо найти компромисс между противоречащими друг другу требованиями. Заземляющая система должна: представлять собой цепь опорного источника напряжения (в типичном случае ±100 мВ для аналоговых схем и ±200 мВ для цифровых); обеспечивать сигнальные и силовые цепи возврата; образовывать опорные плоскости для антенн; препятствовать появлению вблизи антенн высокочастотных потенциалов; защищать людей и оборудование от грозовых разрядов; защищать людей и оборудование от неисправностей в цепях источников питания; снимать статические заряды.

Заземляющая система должна быть тщательно спроектирована, чтобы удовлетворять всем этим требованиям и одновременно свести к минимуму нежелательные паразитные связи между сигналами, приводящие к возникновению помех.

В одном из номеров журнала «EMC Technology» (1983, январь—март) опубликовано пять статей, касающихся проблем заземления; Отт [5] определяет заземление как «*обладающую низким импедансом цепь возврата тока*». Из этого определения следует, что протекание любого тока в системе заземления приведет к разности потенциалов. Для удовлетворительной работы оборудования необходимо, чтобы эта разность потенциалов была невелика по сравнению с амплитудой сигналов. Поэтому при проектировании системы заземления следует: 1) *поддерживать импеданс заземления на как можно более низком уровне* и 2) *контролировать ток, протекающий между источниками и нагрузками*.

Каковы должны быть размеры системы заземления? Если сигнал частотой f [Гц] с длиной волны $\lambda \approx 2{,}998 \cdot 10^8/f$ [м] распространяется по участку проводника длиной l [м], то импеданс равен $|z|$ [Ом] (см. приложение Г). Однако для учета стоячих волн следует ввести в выражение для импеданса поправку $\mathrm{tg}(2\pi l/\lambda)$, так что импеданс проводника будет равен

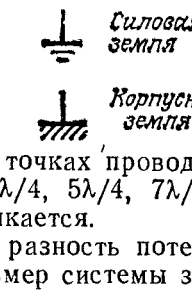

Рис. 10.1. Стандартные обозначения заземления.

$|Z|\,[1 + \mathrm{tg}(2\pi l/\lambda)]$ [Ом]. В двух точках проводника, отстоящих на расстоянии $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, $7\lambda/4$, ... друг от друга, цепь как бы размыкается.

Следовательно, чтобы снизить разность потенциалов, необходимо ограничивать размер системы заземления. Для военного оборудования, передатчиков, приемников и других чувствительных устройств максимальное расстояние между точками заземления не должно превышать $0{,}05\lambda$, где λ — длина волны наиболее высокочастотного сигнала. При этом импеданс заземляющей цепи составляет 133 % номинального значения. В большинстве устройств гражданского назначения допустимо расстояние $0{,}1\lambda$ (173 % номинального значения импеданса), а при заземлении нечувствительных устройств это расстояние можно увеличить до $0{,}15\lambda$; при этом импеданс заземляющей системы возрастает до 238 % номинального значения.

Можно изолировать друг от друга цепи возврата сигнальных токов, цепи возврата постоянных токов питания и цепи возврата переменных токов питания и построить систему заземления из трех независимых контуров (рис. 10.1)*, сходящихся в одной точке.

* В дальнейшем будем называть цепи возврата сигнальных токов *сигнальной* или *схемной землей*, цепи возврата постоянных силовых токов — *силовой землей*, цепи возврата переменных силовых токов и экранирующие корпуса — *корпусной землей* или *защитным заземлением*. — *Прим. ред.*

Такой подход позволяет оптимизировать каждую заземляющую цепь в отдельности. Например, цепи заземления схем распространения сигналов в диапазоне частот до нескольких мегагерц должны иметь низкий импеданс и по ним должен течь малый ток. Заземляющая цепь источников питания постоянного тока

Рис. 10.2. Схема с плавающим заземлением.

должна быть рассчитана на низкий импеданс, но значительно более высокий ток, а заземления источников питания по сети переменного тока (корпусная земля) должны иметь низкий импеданс вблизи частоты 100 Гц и выдерживать ток в сотни ампер (в типичном случае проводники, образующие цепь заземления, должны иметь сопротивление $\leqslant 100$ мОм и индуктивность $\leqslant 100$ мкГн; этим условиям удовлетворяют медная проволока диаметром 2,053 мм и алюминиевая проволока диаметром 2,588 мм).

На рис. 10.2 показана схема с плавающим заземлением, применяемая для чрезвычайно чувствительных устройств. Такая заземляющая система требует полной изоляции схемы от корпуса (высокого сопротивления и низкой емкости), в противном случае она оказывается малоэффективной. В качестве источников питания схем могут использоваться солнечные элементы или баратери, а сигналы должны поступать и покидать схему через трансформаторы или оптроны. Для предотвращения накопления статических зарядов некоторые проектировщики помещают шунтирующий нагрузочный резистор с высоким сопротивлением между точками сигнального заземления и корпусного заземления.

На рис. 10.3 показана схема заземления, в которой реализован принцип заземления в одной (общей) точке. Каждая отдельная схема и каждый экран имеют свой отвод к общей точке. Каждое основание или каждая стойка соединяются с монтажной панелью с помощью одного проводника. При таком подходе

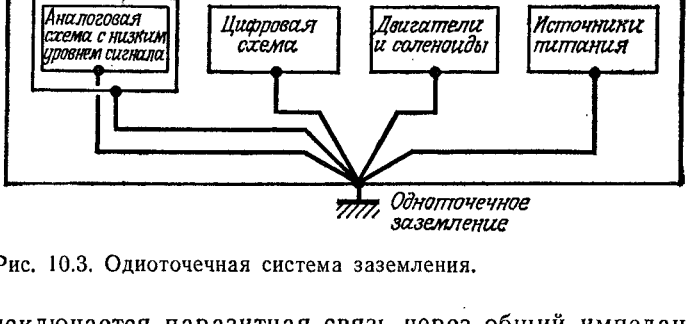

Рис. 10.3. Одиоточечная система заземления.

исключается паразитная связь через общий импеданс и уменьшается вероятность образования низкочастотного паразитного контура с замыканием на землю. Заземление в общей точке очень эффективно до частот 1 МГц, а если система заземления имеет малый размер (не более $0{,}05\lambda$), частотный предел может достичь 10 МГц. Однако чувствительные аналоговые схемы могут воспринимать помехи вследствие индуктивной и емкостной паразитных связей, несмотря на многочисленные провода заземления. Тем не менее в большинстве военных и космических устройств используются подобные заземления в общей точке.

На рис. 10.4 показана модифицированная система заземления в общей точке. Схемы с близким уровнем помех соединены вместе, причем наиболее чувствительные схемы расположены как можно ближе к общей точке. Такой принцип заземления уменьшает общее число необходимых проводов заземления, незначительно повышая при этом паразитную связь через общий импеданс. Когда печатная плата имеет отдельные заземляющие цепи для аналоговых и цифровых узлов, их следует соединить по встречно-параллельной схеме (диоды CR1 и CR2 на рис. 10.4) для защиты

печатной платы от статического электричества, когда она не установлена в систему.

На рис. 10.5 показана многоточечная система заземления. Отдельные схемы и участки корпуса соеди-

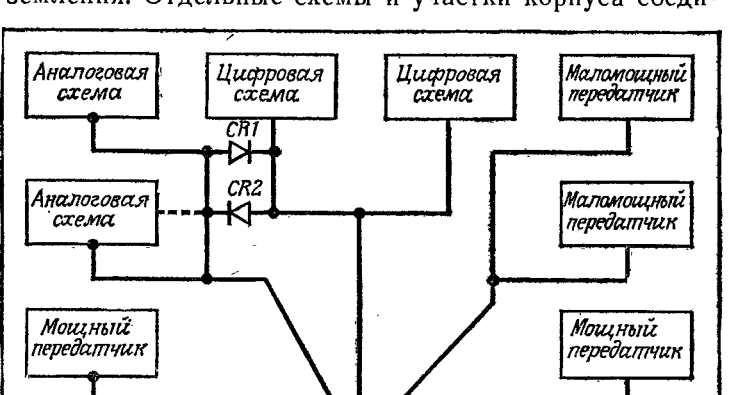

Рис. 10.4. Модифицированная одноточечная система заземления.

Рис. 10.5. Многоточечная система заземления.

нены многочисленными короткими ($l < 0{,}1\lambda$) перемычками, чтобы свести к минимуму стоячие волны. Подобный метод обычно применяют для высокочастотных схем ($f \geqslant 10$ МГц) с близким уровнем помех. Такая заземляющая система требует тщательного контроля, создает многочисленные паразитные контуры с замыканием на землю и ее не рекомендуется использовать для чувствительных схем.

На рис. 10.6 приведена комбинированная заземляющая система, которая представляет собой сочета-

ние одноточечной, многоточечной и плавающей заземляющих систем. На рис. 10.6, *а* показана схема заземления с общей точкой в сочетании с многоточечным заземлением цифровых логических ИС (очень

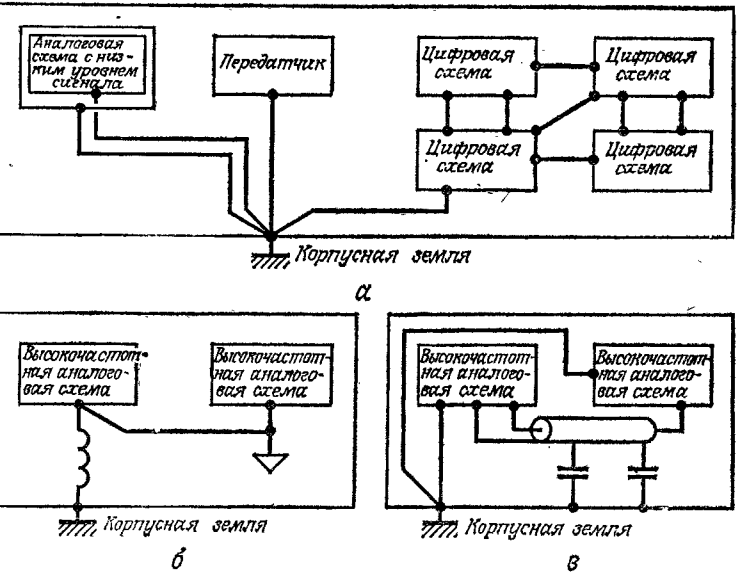

Рис. 10.6. Комбинированные системы заземления.

часто встречающаяся структура). На рис. 10.6, *б* катушка индуктивности (с индуктивностью ≈ 1 мГн) служит развязкой между высокочастотными схемами и корпусом и одновременно обеспечивает стекание статических зарядов. На рис. 10.6, *в* конденсаторы, отстоящие друг от друга на расстоянии $0{,}1\lambda$ вдоль изолированного кабеля, предотвращают появление высокочастотных стоячих волн и низкочастотных паразитных контуров с замыканием на землю. При использовании двух последних вариантов заземления необходимо быть очень внимательным, чтобы исключить резонансные явления в заземляющей системе, могущие возникнуть в результате наличия в ней паразитных емкостей и индуктивностей.

Очень распространенными и в то же время требующими чрезвычайно много хлопот являются заземления в виде гирлянды (рис. 10.7). При использовании такой схемы заземления проблемы помех можно ослабить, если цепи с высоким уровнем помех расположить в одной гирлянде, а чувствительные цепи — в другой. В той гирлянде, где находятся цепи с высоким уровнем помех, последовательность расположения такова: цепи с незначительным уровнем помех,

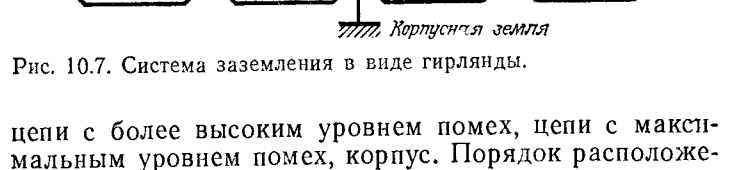

Рис. 10.7. Система заземления в виде гирлянды.

цепи с более высоким уровнем помех, цепи с максимальным уровнем помех, корпус. Порядок расположения цепей в той гирлянде, где помехи отсутствуют, следующий: чувствительные схемы, более чувствительные схемы, самые чувствительные схемы, корпус.

При заземлении чувствительных аналоговых схем необходимо тщательно контролировать токи по цепям заземления. На рис. 10.8, *а* показана схема ОУ, в которой в качестве цепи возврата сигнала используется заземление источника питания постоянного тока. В такой схеме помехи могут возникать вследствие паразитной индуктивной связи и связи через общий импеданс. Добавив линию возврата тока сигнала и два шунтирующих конденсатора (рис. 10.8, *б*), можно уменьшить площадь контура, охватываемого сигналом, и тем самым ослабить индуктивную паразитную связь, кроме того, при этом ослабляется и связь через общий импеданс, поскольку цепи возврата сигнала и источника питания разделяются.

Цифровые схемы нечувствительны к низкочастотным помехам, однако на высоких частотах их заземляющие цепи должны обладать низким импедансом. Этому условию вполне отвечают передающие линии с распределенными параметрами (см. приложение Д). Скрученные пары проводов и коаксиальные кабели

обеспечивают каждому сигналу одну линию возврата, тогда как в плоских кабелях по крайней мере каждый 5-й или 10-й проводник должен использоваться

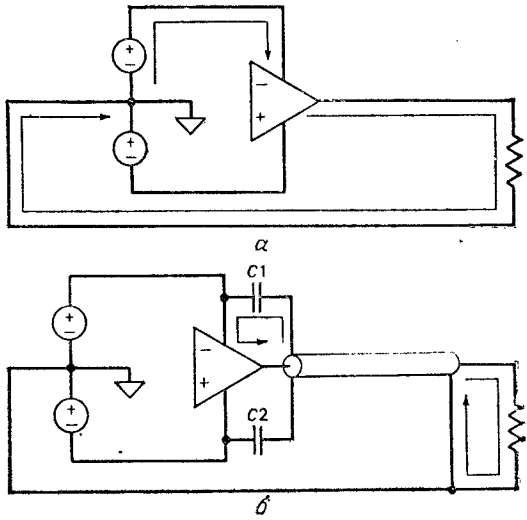

Рис. 10.8. Использование шунтирующих конденсаторов и специальных линий возврата тока сигнала для уменьшения площади токовых контуров.

для возврата сигнала. Эти линии возврата следует заземлять вблизи передающих устройств и приемников.

На рис. 10.9 показана цифровая схема со скрученной парой на высоте 25 мм, расположенной над заземляющей плоскостью. Эта скрученная пара образует передающую линию с импедансом 105 Ом, тогда как сигнальный проводник и плоскость заземления образуют передающую линию с импедансом 468 Ом. В результате (рис. 10.9, *б*) 82 % тока сигнала возвращается через скрученную пару. Эффективная развязка между обратным током сигнала и обратным током, текущим по заземляющей плоскости, резко уменьшает уровень помех из-за индуктивной связи и связи через общий импеданс.

Печатные платы с цифровыми ИС должны иметь заземляющие плоскости или специальную заземляющую сетку (рис. 10.10), чтобы обеспечить низкий импеданс сигнальной (схемной) земли на высоких частотах. Почти 40 % площади заземляющей плоскости

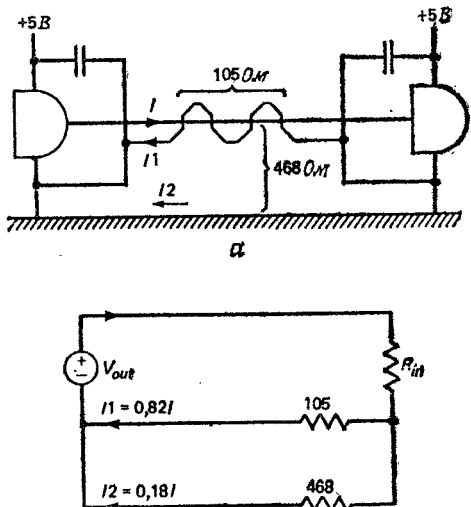

Рис. 10.9. Использование специальных линий возврата тока для уменьшения площади токовых контуров.

можно отвести на разводку сигнальных цепей и цепей питания; при этом импеданс сигнальной земли возрастает очень незначительно. Контактные площадки заземляющих и силовых схем желательно делать как можно более широкими, однако даже узкие контактные площадки заземления будут способствовать уменьшению импеданса заземления.

Если два проводника с индуктивностями $L1$ и $L2$ и взаимной индуктивностью M соединить параллельно, общая индуктивность будет равна

$$L = (L1 \cdot L2 - M^2)/(L1 + L2 - 2M) \text{ [Гн]}.$$

В том случае, когда расстояние между проводниками по крайней мере втрое превышает их диаметр,

$M \ll L1$ и $M \ll L2$, т. е. общая индуктивность будет приблизительно вдвое меньше. По существу, при высоких частотах два проводника ведут себя как один проводник, охватывающий оба исходных проводника.

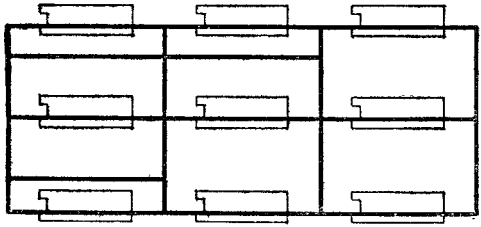

Рис. 10.10. Заземляющая сетка.

Так если соединить параллельно две контактные площадки шириной 0,254 мм, расстояние между которыми составляет 7,68 мм, результирующий импеданс

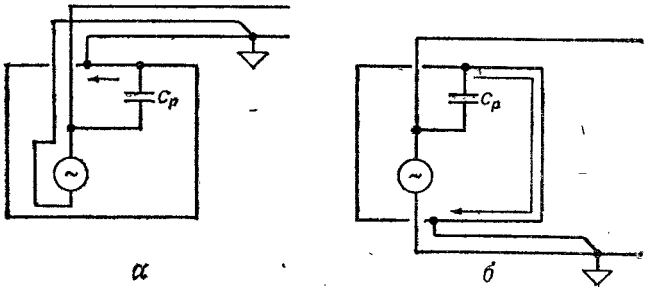

Рис. 10.11. Расположение проводников, заземляющих экраны: *а* — правильное, *б* — неправильное.

будет приблизительно равен импедансу одной площадки шириной 8,188 мм. Именно поэтому заземляющие сетки имеют практически такой же импеданс, как сплошная заземляющая плоскость.

Экраны необходимо заземлять для нейтрализации влияния электрических полей, причем заземляющие проводники следует располагать вблизи входных или выходных контактов сигнальной линии (рис. 10.11, *а*) для уменьшения тока, текущего по экрану. Для предотвращения паразитных контуров с замыканием на

землю экраны вокруг чувствительных схем следует заземлять только в одной точке. Экраны кабелей необходимо заземлять по крайней мере через каждые 0,2λ для подавления стоячих волн.

Проводники, заземляющие корпус, должны обладать малым импедансом при высоком токе и должны

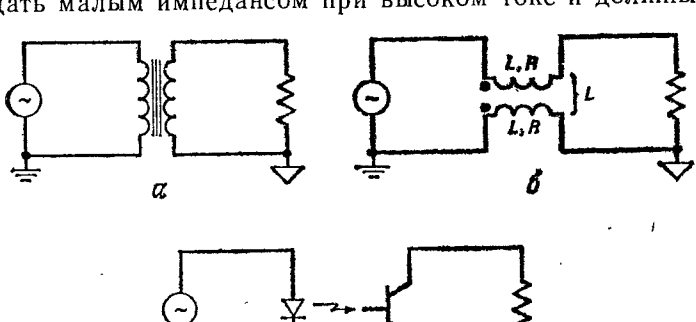

Рис. 10.12. Способы разрыва паразитных контуров в цепях заземления: *а* — с помощью трансформаторов, *б* — с помощью дросселей, работающих в синфазном режиме, *в* — с помощью оптронов.

быть доступны для профилактического осмотра. Длина перемычек, соединяющих корпус с защитной землей, и расстояние между ними должны быть меньше 0,1λ (но не более 0,2 м). Перемычки заземления на корпусе следует располагать вдалеке от чувствительных схем.

Паразитные контуры в цепях заземления воспринимают помехи вследствие индуктивной связи и их легче всего разорвать вблизи нагрузки. Если нагрузка подключена к нескольким источникам питания, паразитный контур следует разорвать вблизи источников. На рис. 10.12 показаны три способа разрыва паразитных контуров в цепях заземления. Трансформаторы (рис. 10.12, *а*) обеспечивают удовлетворительную развязку вплоть до частот 5—10 МГц. Для более надежной развязки следует использовать трансформатор с электростатическим экранированием, причем

экран должен быть заземлен вблизи нагрузки. Дроссели в синфазном режиме (рис. 10.12, *б*) обеспечивают развязку на частотах, превышающих $5R/(2\pi L)$ [Гц], где R в омах, а L в генри. Простой способ изготовить дроссель, работающий в синфазном режиме, заключается в пропускании кабеля через кольцевой сердечник. Оптроны удовлетворительно выполняют свои функции в диапазоне частот от нуля до нескольких мегагерц (рис. 10.12, *в*). Стандартные оптроны рассчитаны на номинальное синфазное напряжение 1,5—7 кВ и их паразитная емкость не должна превышать 2 пФ, тогда как у экранированных оптронов она должна быть снижена до 0,5 пФ. Для еще более надежной развязки следует пользоваться светодиодами и фотодетекторами, соединенными волоконно-оптическими кабелями *.

В июне 1983 г. один из моих коллег попросил меня осмотреть тестер шагового двигателя, в котором, несмотря на все усилия, не исчезали помехи. Подозрение вызывал сервоусилитель, генерировавший импульсы тока силой 3 А (при напряжении 24 В с частотой приблизительно 16 кГц). Эти импульсы сопровождались выбросами напряжения ≈ 2 В в сигнальных и силовых линиях, а также в системе заземления, которые полностью выводили из строя микрокомпьютеры и другие элек.ронные схемы.

Судя по чертежам, все заземляющие проводники находились в силовых кабелях. Осматривая тестер, я обнаружил, что силовые и сигнальные кабели были связаны в жгут и периодически образовывали петли площадью 0,5—1 м^2. Почти четыре часа мы смотрели то на чертежи, то на тестер, изыскивая возможные пути устранения неисправностей. Убедившись, что простыми средствами не обойтись, я решил переделать сигнальный монтаж и монтаж питания; при этом 1) оконечный блок вблизи источников питания был принят в качестве одноточечного заземления, 2) был проведен отдельный заземляющий провод от этого

---

* Для развязки удобно использовать волстроны, представляющие собой интегрированную оптоволоконную линию передачи с передатчиком и приемником на концах. — *Прим. ред.*

блока к каждому источнику питания и каркасу печатных плат, путем скручивания заземляющих проводов с силовыми проводами, 3) скрученная пара проводов была использована в качестве цепи сигнала, причем каждый второй провод соединялся с землей в обоих коицах (цифровым ИС не страшны помехи, создаваемые паразитным контуром с замыканием на землю), 4) все поступающие сигналы пропускались через логические элементы на триггерах Шмитта.

Затратив два дня на переделку, мы вновь проверили тестер. Все работало прекрасно, только газоразрядная индикаторная панель мерцала при работе шагового двигателя. Для устранения мерцания пришлось установить вокруг двигателя экран из мю-металла *. В исправленном виде тестер работал ежедневно в течение трех лет, за это время были проверены многие десятки тысяч двигателей, и проблема помех ни разу ие возникала.

Рекомендуемая литература

1. DC Power Supply Handbook. Berkeley Heights, NJ: Hewlett-Packard, 1970.
2. Interference Reduction Guide for Design Engineers, Vol. 1. Springfield, VA: NTIS (AD 619 666), 1964.
3. *Denny H. W.* Grounding for the Control of EMI. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1983.
4. *Everett W. W., Jr.* Topics in Intersystem Electromagnetic Compatibility. New York: Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1972.
5. *Ott H.* Ground — A Path for Current Flow, EMC Technology, 2 : 1, January — March, 44—48, 1983.

---

* Материал с высокой магнитной проницаемостью (Ni — 75 %, Mo — 4 %, Cu — 5 %, Fe — 16 %). — *Прим. ред.*

II

КОНТАКТНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ

Качественные контактные соединения проводников необходимы для формирования стабильных однородных токовых путей с пренебрежимо малым сопротивлением. Качественные контакты в низкочастотных схемах должны иметь сопротивление $\leqslant 0{,}5$ мОм и индуктивность $\leqslant 25$ нГн, тогда как в высокочастотных схемах вплоть до 20 МГц импеданс контактов не должен превышать 80 мОм. Наилучшие контакты получаются при непосредственном сплошном однородном соединении двух металлов, полученном сваркой, высокотемпературной пайкой, экзотермическим присоединением, пайкой серебром или пайкой, при которой длина шва превышает перекрытие проводников. Система заземления для защиты от грозовых разрядов должна быть выполнена из медной проволоки диаметром 2,053 мм или алюминиевой проволоки диаметром 2,588 мм, причем площадь контактов защитного заземления должна превышать 5 мм^2. (*Замечание.* Использование легкоплавкого припоя для изготовления контактов, через которые может протекать ток грозового разряда, недопустимо.)

Чуть хуже по качеству контакты, полученные компрессией двух металлов. Для осуществления подобного соединения контактирующие поверхности необходимо подготовить следующим образом: 1) очистить поверхность, площадь которой приблизительно на 50 % должна превышать площадь будущего контакта, с помощью металлической щетки, стальной «шерсти» или абразивов (для этой цели лучше всего подходит стеклянная шкурка 7/0), 2) тщательно очистить от образовавшегося мусора, 3) обработать поверхность растворителем, 4) тщательно осушить

куском сухой ткани. После такой обработки поверхность должна быть чистой и блестящей. Не позднее чем через час после подготовки поверхностей прижмите проводники друг к другу с помощью болтов или крепежных винтов и подвергните место соприкосновения давлению 8300—10 300 кПа (нижний предел

Таблица 11.1. Крутящие моменты, необходимые для получения качественных контактов при непосредственном соединении двух металлов с помощью болтов или крепежных винтов, и максимальные токи, которые выдерживают эти контакты

Размеры болтов и винтов	Максимальный ток, А		Крутящий момент, Н·м
	Один провод	Два и более проводов	
M3 × 0,5	10	7	0,56—0,74
#5—40	11	8	0,78—1,05
# 6—32	12	9	1,1—1,5
M4 × 0,7	19	14	1,4—2,0
# 8—32	22	15	1,8—2,5
# 10—32	32	22	2,6—3,6
M5 × 0,8	36	25	2,7—3,8
# 12—32	46	33	3,4—4,8
M6 × 1	53	37	5,0—7,0
1/4—20	56	40	6,6—9,5
M7 × 1	83	58	7,4—11
5/16—18	100	70	12—18
M8 × 1	120	84	10—15
8/8—16	170	119	22—32
M10 × 1,25	210	147	21—31

относится к мягким металлам). Контакт с площадью сечения более 650 мм^2 будет обладать сопротивлением менее 0,1 мОм. В табл. 11.1 приведены значения крутящего момента, обеспечивающие качественные контакты при сжатии с помощью болтов или крепежных винтов, и соответствующие максимальные токи, на которые эти контакты рассчитаны.

Вполне удовлетворительные контакты получаются и при соединении металлов с проводящими покрытиями. Эти контакты обычно имеют сопротивление порядка нескольких миллиом, однако их импеданс при частоте 1 МГц превышает 1 Ом. На металлы

можно нанести кадмий, олово, серебро, а также сплавы Alodine 1000, Dow 1, Dow 15, Iridite 14, Iridite 18p или Oakite 36.

Если возникает опасность нарушения контакта, швы можно уплотнить с помощью проводящих паст. Эпоксидная смола с углеродным наполнителем имеет удельное сопротивление порядка 0,1 Ом·м. Удельное сопротивление смол с наполнителями из серебра или золота лежит в пределах 10—57 000 нОм·м, причем наилучшее сочетание адгезионных свойств и удельного сопротивления наблюдается, когда содержание наполнителей по массе достигает 60—70 %. Хорошие контакты в этом случае получаются при давлении 69 кПа.

Для осуществления контакта между съемными модулями или модулями, снабженными амортизирующей подвеской, следует использовать сплошные металлические перемычки, оплетку или проволоку. Их необходимо размещать таким образом, чтобы они были доступны для осмотра и одновременно защищены от случайного повреждения (при этом должны выдерживаться требуемые расстояния между ними). Перемычки должны быть короткими и широкими с отношением длины к ширине 5 (а еще лучше 3), с тем чтобы импеданс заземления был минимальным. *Заземляющие перемычки ни в коем случае нельзя соединять последовательно.* Сплошные медные перемычки должны иметь толщину и ширину соответственно менее 0,1 мм и более 30 мм, а толщина перемычек из алюминия не должна превышать 0,2 мм. Оплетки являются более гибкими, однако они легко подвергаются коррозии (при высоких частотах разорванный провод может действовать как антенна). Для заземления следует использовать провод диаметром 1,024 мм. Когда провод необходимо часто отсоединять, вполне подходят специальные клеммы, обеспечивающие быстрое подключение. Звездообразные прокладки с внешними зубцами, помещенные под клеммами, будут внедряться в поверхность и способствовать образованию сплошных контактов. Резонансная частота перемычек или проволок должна по

крайней мере в 16 раз превышать максимальную рабочую частоту заземляемой или шунтируемой схемы.

Нельзя использовать контакты на самонарезающих винтах, винтовой резьбе, гайках Тиннермана, подшипниках, шарнирах или скользящих деталях. Такие контакты ненадежны, и токи заземления могут вызвать сильную коррозию. Вал можно заземлять с помощью штифта из фосфористой бронзы, касающегося окружности вала. На дверных петлях контактные перемычки следует располагать через каждые 50 мм вдоль их длины. Контакт к скользящим деталям должен осуществляться с помощью оплеток или провода.

При контакте шероховатых поверхностей или поверхностей неправильной формы, а также стыков, которые представляют высокое сопротивление для прохождения сигнала высокой частоты, могут понадобиться проводящие прокладки. Они прикручиваются или приклеиваются к одной из поверхностей и их следует защищать от повреждений. В общем случае при контакте шероховатых поверхностей следует пользоваться узкими фланцами, а если поверхности гладкие, лучше всего подходят широкие фланцы (см. гл. 14).

Не позднее чем через неделю после образования контакта его следует окончательно обработать (нанести краску, силиконовый каучук, консистентную смазку или полисульфаты) для повышения влагостойкости и газонепроницаемости контакта с целью предотвращения коррозии. Окончательно следует обрабатывать либо обе контактирующие поверхности, либо только катод (см. приложение Б). При соединении разнородных металлов размер анода должен превышать размер катода. Если контактирующие металлы не принадлежат к одной группе периодической системы элементов или к соседним группам, то контакт со стороны анода следует усилить дополнительными перемычками, шайбами, болтами или зажимами. (*Указание.* Всю металлическую фурнитуру необходимо периодически менять, например при профилактическом ремонте системы. Предотвращению коррозии способствуют покрытия из олова и кадмия.)

Заземляющие перемычки и проводники большей частью делаются из алюминия, луженой или чистой меди и для защиты их от коррозии могут потребоваться специальные меры предосторожности. При их контакте с металлами группы I следует применять шайбы из алюминиевых сплавов и фурнитуру, покрытую кадмием или цинком (см. приложение Б). С металлами групп II и III можно осуществлять непосредственный контакт. Для соединения алюминия с металлами IV группы следует применять покрытые кадмием или оловом шайбы, фурнитуру из нержавеющей стали или с кадмиевым или цинковым покрытием. Луженую медь можно непосредственно соединять с металлами группы IV, а чистую — с металлами группы IV и V. Следует избегать контакта алюминиевых перемычек или перемычек из луженой меди с металлами V группы.

Рекомендуемая литература

1. Handbook on Radio Frequency Interference, vol. 3. Wheaton, MD: Frederick Research Corp., 1962.
2. Interference Reduction Guide for Design Engineers, vol. 1. Springfield, VA: NTIS (AD 619 666), 1964.
3. *Denny H. W., et al.* Grounding, Bonding, and Shielding Practices and Procedures for Electronic Equipments and Facilities. vol. I. Springfield, VA: NTIS (AD A022 332), 1975.
4. *Denny H. W.* Grounding for the Control of EMI. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1983.
5. *Everett W. W., Jr.* Topics in Intersystem Electromagnetic Compatibility. New York: Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1972.
6. Ficchi R. F., ed. Practical Design for Electromagnetic Compatibility. New York: Hayden Book Co., Inc., 1971.

12

МОНТАЖНЫЕ ПЛАТЫ

После разбиения системы на модули и завершения проектирования системы заземления следует приступить к конструированию каждого модуля. Предстоит решить, как монтировать компоненты, отводить выделяемое ими тепло, соединить их с источниками питания, системой заземления и друг с другом. В большинстве случаев все, что можно, размещают на монтажной плате, монтируя на корпус или радиатор тяжелые, крупные и потребляющие высокую мощность компоненты. Простой модуль вполне можно разместить на одной плате, а для сложного модуля потребуется много монтажных плат, собранных воедино на объединительной плате (панели).

Монтажные платы можно подразделить на три основных типа: платы для монтажа компонентов методом накрутки, печатные платы и платы с тонкопроволочным монтажом (типа Multi-wire или стежковый монтаж). Монтажные платы первого типа часто применяют при изготовлении опытных образцов или мелкосерийных изделий. Их легко конструировать и модифицировать, однако они непригодны в массовом производстве и занимают много места. Печатные платы используются в массовом производстве, а также для создания быстродействующих и малогабаритных систем. С их помощью легко проводить сборку системы, они компактны и обладают хорошими высокочастотными характеристиками. Их основные недостатки — продолжительное время конструирования и трудности, с которыми приходится сталкиваться при внесении конструктивных изменений. (*Замечание.* В настоящее время фирмы предлагают автоматический трассировщик плат и программные средства

конструирования, с помощью которых в фольгированном медью диэлектрике с регулярным чередованием слоев можно нанести необходимый рисунок электромонтажа печатной платы. Такие системы позволяют изготавливать опытные образцы одно- или двусторонних печатных плат приблизительно за час.) Платы с тонкопроволочным монтажом применяют при изготовлении малых партий изделий небольших размеров с хорошими высокочастотными характеристиками печатных плат, но они не дают выигрыша во времени и стоимости конструирования *.

Конструирование монтажных плат можно условно разбить на восемь основных этапов: 1) определение размеров и формы платы, а также положения соединителей, 2) определение расположения ИС, 3) размещение на плате цепи земли и питания, 4) размещение дискретных компонентов, 5) определение топологии цепей земли и питания, 6) раскладка цепей синхронизации, 7) раскладка остальных сигнальных цепей, 8) окончательная доводка проекта.

Размер и форму печатных плат, а также положение соединителей можно определить исходя из физического проекта изделия. Форма платы по возможности должна быть близка к квадратной, поскольку при этом облегчается ее конструирование и изготовление; кроме того, такая форма способствует уменьшению длины проводников. Рекомендуется сделать набросок, указав на нем участки для направляющих для вставления плат, монтажных приспособлений, отверстий, соединителей и других фиксированных компонентов.

На втором этапе необходимо решить, где разместить ИС. На чертеже вблизи соединителя расположите схемы ввода/вывода и, отталкиваясь от них, продолжайте планировку. Связанные между собой

---

* Следует отметить, что в настоящее время в связи с резким возрастанием плотности монтажа и серьезными технологическими трудностями изготовления крупноформатных многослойных печатных плат метод монтажа типа Multi-wire становится предпочтительным для изготовления высокоплотного монтажа крупноформатных объединительных плат (панелей) с фиксированным волновым сопротивлением линий связи. — *Прим. ред.*

схемы помещайте рядом, однако при этом необходимо следить, чтобы чувствительные схемы располагались как можно дальше от схем, в которых велика

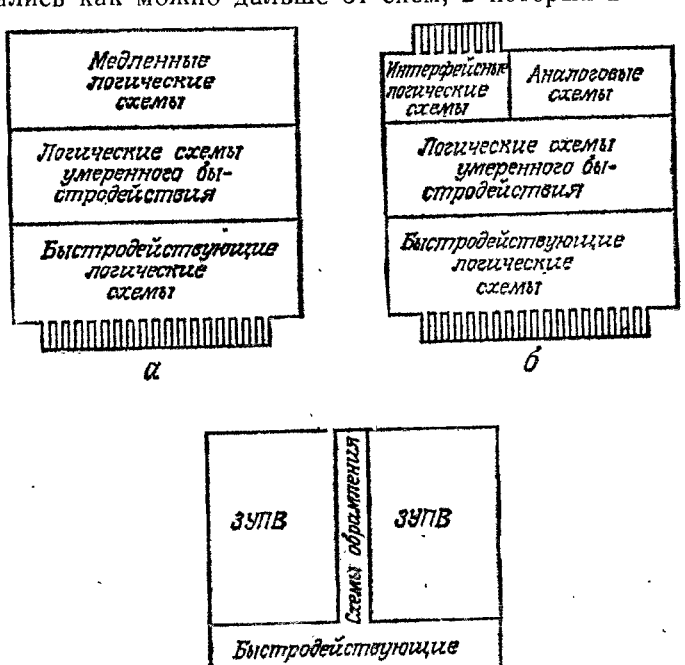

Рис. 12.1. Размещение компонентов на печатных платах: *а* — плата процессора, *б* — интерфейсная плата, *в* — плата ЗУПВ.

вероятность возникновения помех. На этом этапе чертеж должен выглядеть примерно так (рис. 12.1): быстродействующие логические схемы (цепи синхронизации, внешние логические цепи) примыкают к основному соединителю, схемы интерфейса — к соединителю интерфейса, а аналоговые схемы изолированы от цифровых. Крупные матрицы ЗУПВ должны быть поделены пополам, а в промежутке между ними сле-

дует разместить схемы обрамления. Следует учесть и предпочтительную ориентацию ИС и других крупных компонентов. Так, на двухсторонних платах ИС необходимо располагать параллельно соединителям (рис. 12.2, *а* и *б*), а в случае многослойных плат они

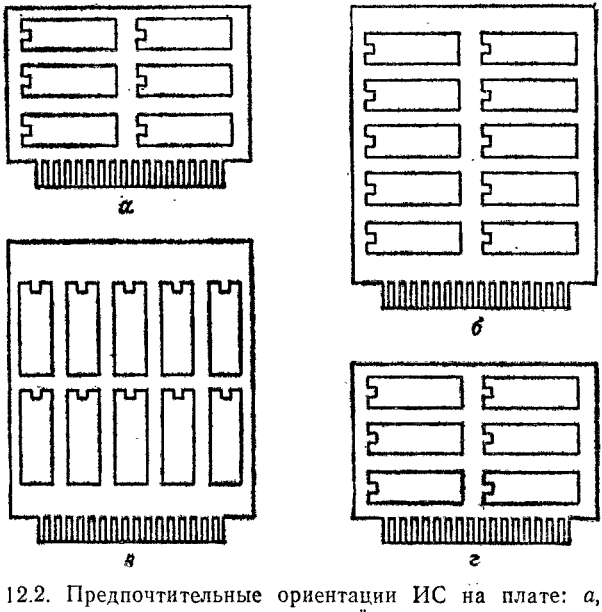

Рис. 12.2. Предпочтительные ориентации ИС на плате: *а*, *б* — двухсторонние платы, *в*, *г* — многослойные платы.

должны размещаться параллельно большой оси платы (рис. 12.2, *в* и *г*).

На третьем этапе следует продумать схему питания и заземляющих цепей. Имеется четыре возможности: 1) расположить их как придется и надеяться на лучшее, 2) использовать копланарные линии передачи, 3) использовать параллельные шины, 4) использовать заземляющие плоскости (рис. 12.3). Копланарные линии хорошо зарекомендовали себя в платах с монтажом накруткой и двухсторонних печатных платах (рис. 12.4). Параллельные шины способствуют уменьшению помех, однако они должны

иметь специальную форму. Шины можно расположить под ИС или параллельно им. Они способны выдерживать ток 2,5—15 А, обладают распределенными емкостью (0,001—2 мкФ/м) и индуктивностью (14—35 нГн/м), а импеданс источник питания — земля составляет 0,15—5 Ом. Для уменьшения помех на

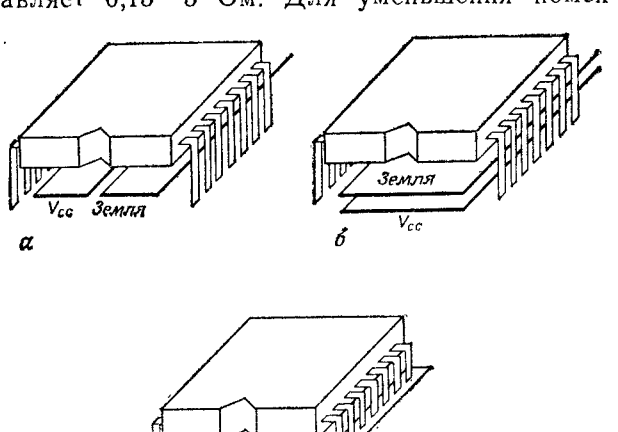

Рис. 12.3. Размещение питающих и заземляющих шин: *а* — копланарные линии, *б* — параллельное расположение шин; *в* — заземляющая плоскость.

шинах заземления контактные площадки схем заземления должны быть большими и располагаться перпендикулярно шинам.

В многослойных печатных платах можно использовать сплошные слои заземления и слои питания; можно также распределить слои питания между несколькими источниками. Для более надежной защиты от помех верхние и нижние слои платы должны быть заземляющими или питающими, а сигнальные слои следует помещать в середине. Слой питания над заземляющим слоем имеет распределенную емкость 0,1—10 мкФ/м^2 и исключительно малую индуктивность. В платах типа Multi-wire используются

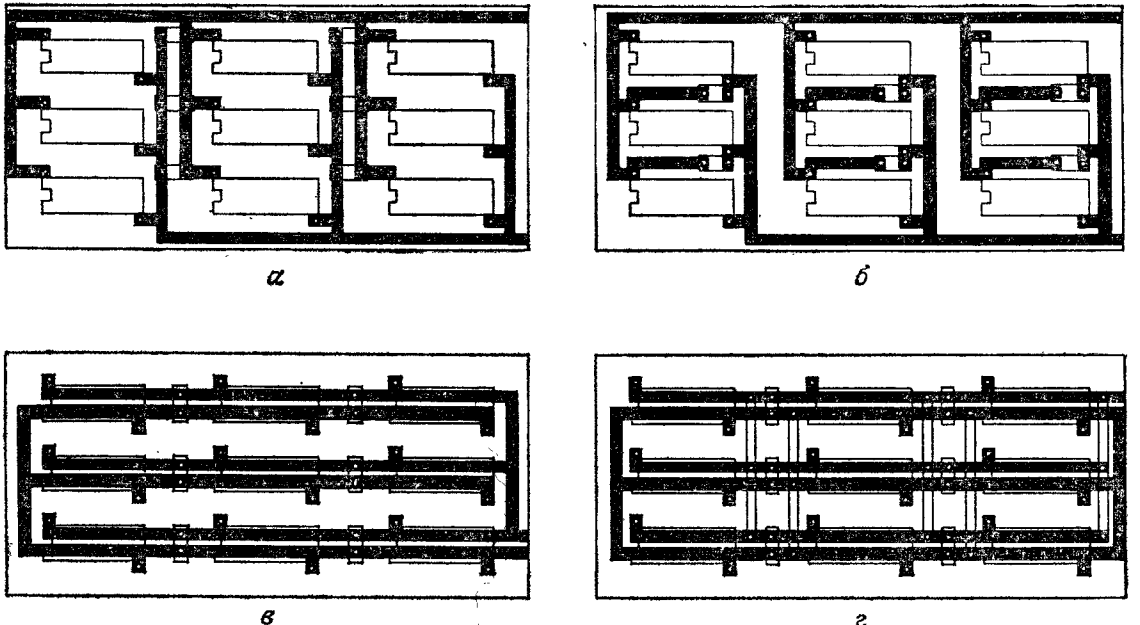

Рис. 12.4. Размещение питающих и заземляющих шин на двухсторонних платах: $а$ — $f_c = 5{,}6$ МГц, $L_s = 81$ нГн, $б$ — $f_c = 10{,}4$ МГц, $L_s = 23$ нГн, $в$ — $f_c = 14{,}0$ МГц, $L_s = 13$ нГн, $г$ — $f_c = 14{,}5$ МГц, $L_s = 12$ нГн.

только слои земля — питание, а в качестве сигнальных линий применяется тонкий провод в изоляции. В любом случае внесение в чертеж выбранной схемы распределения питания и заземления поможет в дальнейшей работе.

Четвертый этап заключается в размещении компонентов в каждой схеме. Здесь потребуется точный чертеж платы и соединителей. Используя предварительный набросок, начертите все компоненты, размещение которых представляется критическим для качества функционирования (микропроцессоры, оптроны; развязывающие трансформаторы, синфазные дроссели, фильтры и т. д.). Если компонент принадлежит сразу к нескольким схемам, расположите его вблизи общей границы. Объемные конденсаторы и ферритовые кольца следует поместить как можно ближе к выводам питания и заземления соединителей. Шунтирующие конденсаторы, развязывающие цепи, а также цепи подавления дугового разряда и выбросов напряжения должны находиться на минимальном удалении (не больше 37 мм) от компонентов, которые нуждаются в соответствующей защите. (*Замечание.* В ИС с конденсаторами шунтирующие конденсаторы монтируются непосредственно под ИС, это часто избавляет от необходимости менять топологию платы.)

В аналоговых схемах компоненты должны быть размещены таким образом, чтобы обеспечить развязку между входом и выходом (рис. 12.6). Необходимо оставить место для размещения шунтирующих конденсаторов и конденсаторов обратной связи, которые могут потребоваться впоследствии. Следует располагать неэкранированные катушки индуктивности подальше друг от друга или ставить их под прямым углом для уменьшения индуктивной связи. Вообще старайтесь размещать компоненты таким образом, чтобы цепи сигналов были по возможности короче и компактнее. Возможно, для достижения удовлетворительной топологии придется изрядно повозиться, неоднократно меняя решение.

Для плат с монтажом накруткой на этом этапе процесс конструирования по существу заканчивается. Может возникнуть необходимость в таблице монтаж-

ных соединений и сборочных чертежах; иногда можно изготовить плату, зная только топологию и принципиальную схему. При изготовлении платы с монтажом накруткой вначале следует выполнить весь силовой и заземляющий монтаж и лишь потом переходить к монтажу сигнальных проводников. Для сведения к минимуму паразитной индуктивности между источником питания и землей длину силовых и заземляющих выводов следует довести до ≈ 6 мм, свернуть их в полукольцо и припаять непосредственно к контактным площадкам на плате. Вполне подойдут в этом случае и специальные зажимы, соединяющие выводы смонтированных внакрутку проводов с контактными площадками платы. Для уменьшения помех в сигнальных цепях вначале следует навесным монтажом припаять длинные проводники, а затем — короткие. В качестве дополнительной защиты от помех соедините выводы заземления с монтируемыми внакрутку проводниками для образования сети заземления над сигнальной цепью.

При работе с платами типа Multi-wire^{tm} понадобятся таблица монтажных соединений, сборочные чертежи и таблица расположения выводов компонентов. Эти платы имеют на одной стороне заземляющий медный слой толщиной 50 мкм, а на другой — сетку медных проводников с полиимидной изоляцией (проводники укладываются с помощью специального устройства). Номинальный импеданс этих проводников 55 Ом, емкость, обусловленная пересечением, ≈ 1 пФ и пробивное напряжение 2000 В.

Пятый этап — выбор расположения контактов силовых и заземляющих линий. На рис. 12.4, *а* показана очень часто встречающаяся топология, к недостаткам которой относятся протяженные контуры протекания тока, высокая паразитная индуктивность между силовыми и заземляющими линиями и наличие сильных помех. Помещение шунтирующих конденсаторов вдоль ИС (рис. 12.4, *б*) сокращает длину токовых контуров, уменьшая тем самым паразитную индуктивность и помехи питание — земля. Расположив контакты к заземлению и питанию под ИС (рис. 12.4, *в*), можно еще более сократить длину токовых контуров,

их индуктивность и помехи питание — земля. Добавление поперечных связей (рис. 12.4, *г*) создает сетчатую топологию питающих и заземляющих цепей с малой длиной токовых контуров, очень низкой индуктивностью, слабыми помехами питание — земля и *слабыми помехами в цепях заземления.* Уровень помех в платах с такой топологией питающих и заземляющих линий близок к тому, который наблюдается в дорогих многослойных платах!

Для количественного сравнения я проверил каждое из описанных расположений питающих и заземляющих линий на небольшой модельной плате. Проволочки U-образной формы имитировали ИС, а в качестве шунтирующих конденсаторов использовались керамические конденсаторы емкостью 0,01 мкФ. Были проведены измерения резонансной частоты паразитных контуров питание — земля с помощью лампового генератора (гл. 2). О результатах свидетельствует подпись к рис. 12.4: резонансные частоты приходились на интервал 5,6—14,5 МГц, что соответствует уменьшению паразитной индуктивности питание — земля с 81 до 12 нГн. *Монтаж питающих и заземляющих линий на рис.* 12.4, *г в* 6 *раз снижает паразитную индуктивность питание — земля по сравнению с монтажом на рис.* 12.4, *а*!

Шестой этап — монтаж синхронизирующих цепей таким образом, чтобы они находились вблизи цифровой земли и вдалеке от чувствительных схем. Хорошо зарекомендовал себя метод, при котором формируется пара цепей из прямого и обратного проводов синхросигнала. Обратные провода синхросигналов следует соединить с цифровой землей вблизи каждой ИС, которая передает или воспринимает синхронизирующие импульсы. В случае многослойных плат размещать эти цепи необходимо после размещения слоев питания и земли. Цепи синхронизации должны быть очень короткими, поскольку синхронизирующие импульсы и их гармоники создают сильное излучение и один контур площадью более 0,001 м^2 может создавать электромагнитное поле, которое намного превышает допустимые пределы.

Далее обычным путем располагают остальные цепи сигнальных линий. Если имеется матрица кристаллов ЗУПВ, адресную шину следует располагать в одном направлении, а шины данных и разрешающие шины — в другом. Цепь к самому младшему разряду адреса должна находиться непосредственно после контакта заземления. Необходимо стремиться к тому, чтобы ширина цепей была не больше 1/150 их длины, и не допускать зигзагообразных трактов. Избегайте

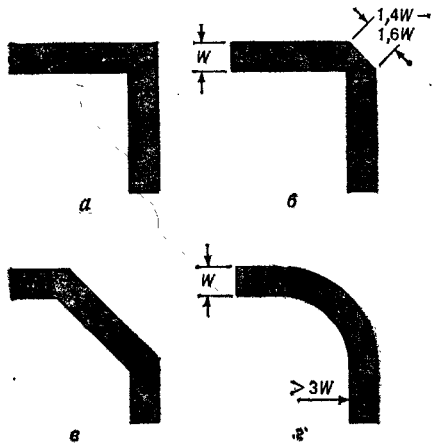

Рис. 12.5. Виды изгиба контактных площадок на печатных платах: *а* — недопустимый, *б* — *г* — приемлемый.

резких изгибов (рис. 12.5, *а*). Если скруглить вершины углов, ограничить изгибы углом в 45° или использовать плавные кривые (рис. 12.5, *б*—*г*), то это позволит поддерживать импеданс постоянным при частотах от нуля до нескольких гигагерц.

В аналоговых схемах цепи питания и земли следует использовать для развязки между входом и выходом (рис. 12.6). Все контакты к сигнальным линиям должны быть как можно короче и компактнее. Чувствительные входные сигнальные схемы следует защитить с помощью охранных колец и заземлить их (рис. 12.6, *б*) или соединить низкоимпедансным выходом (рис. 12.6, *а*) для предотвращения токов утечки

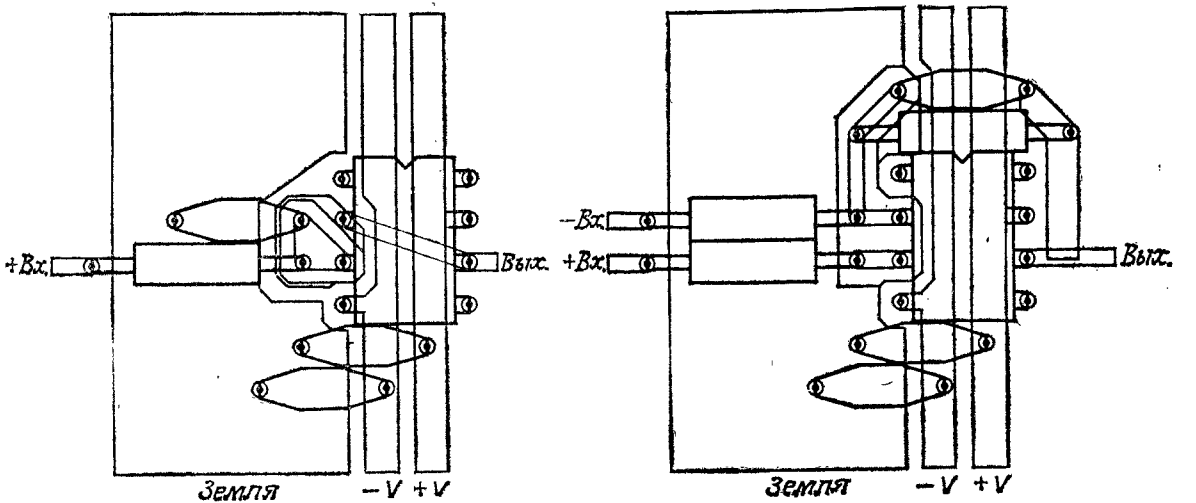

Рис. 12.6. Топология печатной платы для аналоговых схем: *а* — неинвертирующий буфер; *б* — инвертирующий усилитель.

на входе (в случае очень чувствительных схем можно воспользоваться фторопластовыми вставками). Необходимо оставить на плате место для установки шунтирующих конденсаторов и конденсаторов обратной связи (гл. 5). Желательно, чтобы на той стороне печатной платы, где монтируются компоненты, находилась сплошная заземляющая плоскость.

На последнем этапе следует: 1) насколько возможно расширить цепи питающих и заземляющих линий, 2) если есть свободное место на плате, заполнить его и соединить между собой заземления цифровых схем, 3) заполнить свободные участки поверхности медной фольгой и заземлить ее с помощью цепей или сквозных отверстий. При этом образуется протяженная сетка заземления, способствующая уменьшению токовых контуров, импеданса заземляющих цепей и помех, образующихся за счет паразитной связи между источником и землей и между заземляющими проводниками. (*Замечание.* Не следует соединять между собой заземляющие проводники произвольно: для контроля помех на плате *может возникнуть необходимость* в наличии нескольких заземляющих схем.)

При необходимости переналадки рекомендуется критически проанализировать имеющийся вариант устройства для выявления возможностей усовершенствования. Измерьте уровень помех земля — земля между ИС и помех питание — земля вблизи каждой ИС. Проверьте с помощью осциллографа, не возникают ли переходные процессы в виде затухающих колебаний в схемах синхронизации и других критических схемах. Слишком большие времена нарастания фронтов, превышение уровня помех питание — земля $0{,}1V_{cc}$ и затухающие колебания на передних фронтах импульсов свидетельствуют о недопустимо малых емкостях шунтирующих конденсаторов. Амплитуда помех земля — земля больше 150—300 мВ свидетельствует о большой паразитной индуктивности заземляющей схемы. Наличие паразитных затухающих колебаний на спадающем фронте сигналов означает повышенную паразитную индуктивность питание — земля. Проведите также предварительные

измерения излучения, генерируемого платой. Потратив день на все переделки, можно исправить все допущенные ошибки при доводке конструкции.

В 1983 г. я начал конструировать тестер для новой печатной платы. После трех месяцев интенсивного труда тестер был подготовлен к производству. В январе 1984 г. конструктор печатной платы пожаловался мне, что его изделие не выдержало испытание на генерируемое излучение и проект необходимо переделать. Переделка заняла два месяца, и мне пришлось переналадить тестер с учетом нового проекта. В мае 1984 г. модифицированная конструкция тестера была готова и новая плата опять не выдержала испытания! На этот раз в лаборатории электромагнитной совместимости пришли к выводу о необходимости установки на нее шести дополнительных катушек индуктивности. Чтобы успеть к назначенному сроку поставок этих плат, пришлось доделывать несколько тысяч изделий, уменьшая связи и вручную монтируя катушки. Прежде чем получился полностью удовлетворяющий нас вариант, проект переделывался еще дважды, но моего тестера, к счастью, перемены уже не коснулись. Если бы у нас было больше опыта и мы провели более тщательное изучение функционирования первоначального проекта до переделок, то сэкономили бы тысячи долларов и избежали нескольких месяцев нервотрепки.

Рекомендуемая литература

1. *Blood W. R., Jr.* MECL System Design Handbook, 4th ed. Phoenix, AZ: Motorola Semiconductor Products Inc., 1983.
2. *Keenan R. K.* Decoupling and Layout of Digital Printed Circuits. Pinellas Park, FL: TKC, 1985.
3. *Keenan R. K.* Digital Design for Interference Specifications. Pinellas Park, FL: TKC, 1983.
4. *Mardiguian M.* Interference Control in Computers and Microprocessor-based Equipment. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1984.
5. *Violette M. F., Violette J. L. N.* EMI Control in the Design and Layout of Printed Circuit Boards. EMC Technology, 5 : 2, March — April 1986, 19—20ff.
6. *White D. R. J.* EMI Control in the Design of Printed Circuit Boards and Backplanes. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1981.

13

ПРОВОДНОЙ МОНТАЖ И КАБЕЛИ

Проводной монтаж и кабели обеспечивают разводку цепей питания, заземления и передачу рабочих сигналов между различными компонентами, конструктивными узлами и системами. Напряжения рабочих сигналов могут колебаться от нескольких микровольт до нескольких тысяч вольт, токи — от микроампер до сотен ампер, частоты — от нуля до нескольких гигагерц, причем предполагается, что электромонтаж не вносит искажений в любые распространяющиеся сигналы. Для этого электромонтаж должен быть соответствующим образом рассчитан, собран и отлажен.

Прежде всего классифицируем сигналы по их напряжению, току и частоте. Для уменьшения перекрестных помех в кабеле самый слабый сигнал должен иметь напряжение и ток, равные по крайней мере 1/4 от напряжения и тока самого сильного сигнала. Исходя из этих соображений, проводной монтаж обычно подразделяется на шесть видов: 1) проводной монтаж электропитания переменного тока, корпусной земли, низкочастотных звуковых сигналов, 2) проводной монтаж электропитания постоянного тока, постоянного опорного напряжения, 3) проводной монтаж цифровых сигналов, 4) проводной монтаж высокочастотных сигналов, создающих помехи, 5) проводной монтаж чувствительных к наводкам высокочастотных сигналов, 6) проводной монтаж антенных сигналов.

Чувствительные электронные системы нуждаются в «чистом» (без помех) сетевом электропитании. Этому требованию могут удовлетворить цепи питания, которые непосредственно подключены к главной рас-

пределительной панели и обслуживают только чувствительные системы.

К серьезным трудностям может приводить неправильный монтаж в розетках (рис. 13.1). Переменный ток течет по заземляющему корпус проводнику и соединительному кабелю, поскольку стенные розетки

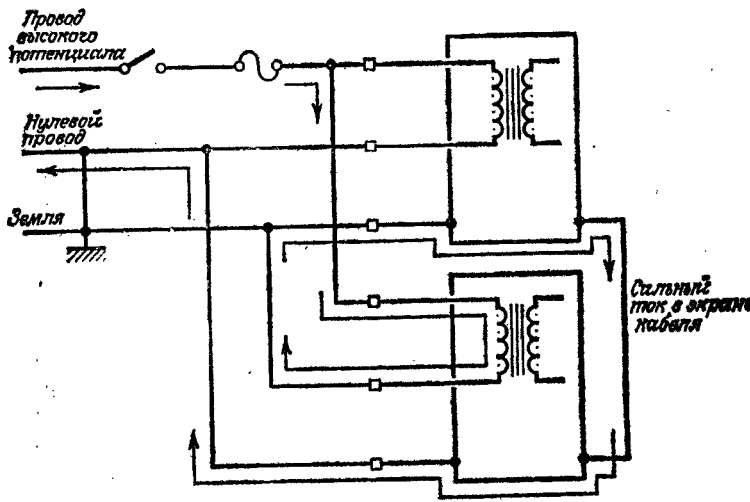

Рис. 13.1. Контуры тока большой площади, обусловленные неправильным монтажом сетевых розеток.

неправильно подключены к нейтральному и заземляющему проводам. В результате сильный переменный ток почти наверняка будет создавать помехи и может даже пережечь сигнальный кабель. (*Замечание.* Фирма Ecos Electronics выпускает тестер цепей питания, который может выявить любую ошибку в монтаже сетей переменного тока, а тестер розеток фирмы Radio Shack может обнаружить разрывы и ошибки при монтаже провода с высоким потенциалом.)

Провода корпусной земли и сигналов низкой частоты могут быть включены в кабель электропитания переменного тока. При этом прямой и обратный провода переменного тока всегда следует скручивать.

Провода сигналов, чувствительных к помехам низкой частоты, можно объединить в жгут вместе с проводами питания постоянного тока при условии, что у чувствительных сигнальных линий имеются отдельные обратные провода. *Обратные провода питания постоянного тока не следует использовать в качестве заземляющих корпус проводов и обратных сигнальных проводов.* Прямой и обратный провода питания постоянного тока следует скручивать. В случае многокаскадных усилителей подключите питание непосредственно к выходному каскаду. Силовые кабели, идущие к схемам с высоким уровнем помех, должны быть экранированы, причем экраны следует подсоединять к корпусу у концов кабелей и через каждые 0,2λ по их длине.

Напряжение и ток самого слабого сигнала в кабеле не должны быть меньше 1/4 напряжения и тока самого сильного сигнала. Если имеется возможность используйте отдельные кабели для аналоговых, цифровых, высокочастотных и антенных сигналов. Если эти провода собраны в одном кабеле, необходимо каждый сигнал обеспечить обратным проводом и использовать дополнительные заземляющие проводники для изоляции чувствительных сигналов от сигналов, создающих помехи.

Каждый обратный сигнальный провод должен приходиться не более чем на девять сигнальных проводов; лучше всего, если каждому сигнальному проводу соответствует провод обратного тока. Наилучшее расположение сигнальных и заземляющих проводов в двухслойных панелях и сигнальных кабелях таково:

сигнал — земля — сигнал — земля — сигнал... ,

земля — сигнал — земля — сигнал — земля... ,

а в однослойных кабелях —

сигнал — земля — сигнал — земля — сигнал... .

Каждый обратный провод должен соединяться с источником и нагрузкой. Сигнальный кабель должен содержать провода сигнальной земли переключателей и органов управления, но их нельзя подсоединять к корпусной земле! Если в сигнальном кабеле имеются резервные провода, половину этих проводов соедините с землей у одного конца, а другую половину — у дальнего конца. Используйте синхросигналы только при необходимости, причем площадь контура, образованного проводниками синхросигналов, должна быть как можно меньше: контур площадью 0,001 м^2 может излучать помехи, уровень которых превышает требования стандартов Федеральной комиссии связи США.

Длина одиночных сигнальных проводников не должна превышать 0,15 м, а длина отдельных проводников вблизи сплошного слоя земли — 0,5 м. Последние обладают обычно индуктивностью $\approx$0,8 мкГн/м (см. приложение Г) и импедансом 100—200 Ом. Для уменьшения перекрестных помех пользуйтесь толстым слоем изоляции с низкой диэлектрической проницаемостью (см. приложение В). Сведите к минимуму площади контуров (образуемых проводами питания, сигнальными проводами и нагрузкой) в соединителях, а также контуров вблизи других кабелей и электромагнитных устройств. Если плоские и ленточные кабели связи удалены от металлических предметов и магнитных полей, они обеспечивают удовлетворительное функционирование на частотах до 150 Мгц. Кабели со сплошным слоем земли обеспечивают лучшее экранирование и более точное поддержание импеданса по сравнению с кабелями без заземляющего слоя. Пары сигнальных проводов прямого и обратного тока следует скручивать.

Проводной монтаж из пары скрученных проводов (парная скрутка) обладает низкой паразитной индуктивной связью и постоянным импедансом до частоты $\approx$10 МГц. При более высоких частотах импеданс может меняться, поскольку начинают сказываться длина проводов, число изгибов на единицу длины и неравномерность их распределения. Хорда изгиба (длина полуизгиба) не должна превышать 1/10 расстояния до кабелей, создающих помехи, и чувствительных

компонентов и $\lambda/4$, где λ — длина волны сигнала наибольшей частоты, распространяющегося в кабеле. Если на метр длины приходится более 13 изгибов (в большинстве случаев число изгибов 23—26), то проблема стоячих волн не возникает как при постоянном токе, так и на частотах до 1 ГГц. В некоторых кабелях парной скрутки соседние пары проводов скручивают в противоположных направлениях для снижения уровня перекрестных помех. В большинстве случаев наибольший размер контуры имеют вблизи соединителей. Соединители с проводящими заземленными слоями сильно ослабляют уровень помех, излучаемых или воспринимаемых от этих контуров.

Кабель Inter-8 фирмы Perfection Mica содержит четыре переплетенных провода, образующих очень небольшие равномерно распределенные контуры. По сравнению с аналогичными кабелями парной скрутки такая конструкция уменьшает уровень излучаемых помех в 10 раз, а уровень воспринимаемых помех — в 4 раза.

Коаксиальные кабели обеспечивают удовлетворительную помехозащищенность вплоть до 100 МГц. Для уменьшения высоковольтных помех на низких частотах заземлите экран кабеля у передающего элемента, а на высоких частотах — у передающего элемента и через каждые $0{,}2\lambda$ вдоль длины кабеля. Можно также экранировать обратный сигнальный провод. На частотах выше ≈ 50 кГц ток экрана становится равным току сигнала, что сводит к минимуму паразитную индуктивную связь. На частотах выше 1 МГц коаксиальный кабель действует как триаксильный: обратные токи сигнала текут по внутренней стороне экрана, а ток помех — по внешней. Желательно не пользоваться коаксиальными кабелями со спирально намотанными экранами и кабелями, у которых площадь просвета экранирующей оплетки превышает 5 %. По возможности заземлите экран по всему периметру. До частоты 1 МГц можно пользоваться гибкими соединительными выводами, однако их длина не должна превышать 6 мм. Центральные незащищенные проводники должны быть максимально короткими ($\leqslant 13$ мм). При использовании коакси-

ального кабеля следует выбирать передатчики и приемники с номинальным импедансом 100 Ом. По внутреннему экрану триаксиального кабеля следует пропускать обратный сигнал, а его внешний экран должен заземляться у передатчика, приемника и через каждые 0,2λ по длине.

Экранированные кабели парной скрутки обеспечивают хорошую защиту от электромагнитных помех

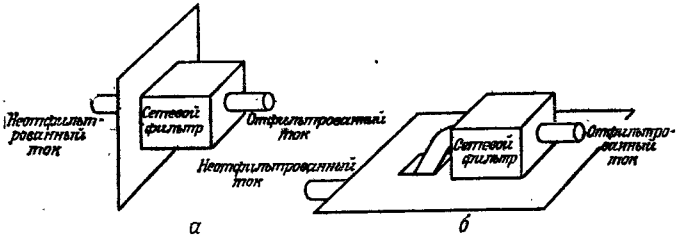

Рис. 13.2. Расположение сетевого фильтра.

вплоть до частоты 100 кГц и удовлетворительно функционируют до частоты 10 МГц. Сигналы прямого и обратного тока распространяются по внутренним проводникам, а токи помех текут только в экране. Если в высокочастотном магнитном поле распространяются сигналы звукового сопровождения, рекомендуется воспользоваться кабелями парной скрутки с двойной экранировкой. Внешний экран заземлите у концов кабеля и через каждые 0,2λ вдоль его длины, а внутренний — у источника сигналов.

Большинство кабелей при изгибании создают некоторый уровень электростатических помех. Закрепите кабель, чтобы предотвратить изгибание, или воспользуйтесь кабелями с полупроводящим слоем, нанесенным на диэлектрик. Подобные покрытия с высокой магнитной проницаемостью ограничивают распространение высокочастотных помех (25 кГц — 50 МГц) в кабелях.

Располагайте кабели неотфильтрованного питания переменного тока вне корпуса системы. На рис. 13.2, *а* показан сетевой фильтр, корпус которого прикреплен к корпусу системы, образуя сплошной экран. На рис. 13.2, *б* питание через небольшое отверстие в кор-

пусе подается непосредственно на фильтр. В обоих случаях сопротивление сетевого фильтра относительно корпусной земли не должно превышать 1 мОм. Если сетевой фильтр питания отсутствует, то питание переменного тока следует подавать непосредственно на нагрузку через расположенное вблизи нее отверстие в корпусе. Все остальные кабели следует размещать как можно дальше от участка ввода силового кабеля, вблизи силового кабеля не должно быть никаких других отверстий в корпусе. Если сетевой шнур слишком длинный, сделайте жгут в виде скрутки.

Кабели питания постоянного тока должны располагаться вблизи корпуса подальше от отверстий, кабелей питания переменного тока, трансформаторов, двигателей и соленоидов.

Сигнальные кабели следует монтировать вблизи корпуса подальше от отверстий, трансформаторов, двигателей, соленоидов и кабелей питания переменного и постоянного тока (расстояние между силовыми и сигнальными кабелями должно превышать 0,15 м). Расстояние между кабелями цифровых сигналов и кабелями питания переменного тока должно превышать 1/40 длины их параллельных участков, чтобы обеспечить ослабление помех (1000—10 000) : 1 на частотах до 10 МГц. Расстояние между параллельными участками кабелей аналоговых сигналов и кабелей питания переменного тока должно превышать четверть длины этих участков. Между длинными параллельными сигнальными кабелями следует поместить изолирующую прокладку толщиной 4 мм. Если между передатчиками и приемниками обеспечена надлежащая развязка, входные и выходные кабели устройств с низким быстродействием экранировать не обязательно.

Все внешние сигнальные кабели, подсоединенные к быстродействующим устройствам, необходимо экранировать. Экраны должны контактировать с корпусом или соединителем по всему периметру, чтобы контактное сопротивление не превышало ≈0,5 мОм. Для защиты от помех наиболее чувствительных сигналов могут потребоваться отдельные экраны. Эти экраны следует изолировать, чтобы не допустить случайного

заземления. Провода чувствительных сигналов и их экраны должны подсоединяться к соседним выводам соединителя. Если ток экрана искажает рабочий сигнал, экран следует заземлять в одной точке: у источника для уменьшения излучаемых помех или у нагрузки для снижения уровня воспринимаемых помех. Экраны кабелей высокочастотных сигналов заземляют у концов кабелей и не менее чем через каждые $0{,}2\lambda$ вдоль их длины.

На рис. 13.3 и 13.4 показано, как различные способы подсоединения кабелей влияют на их относительную помехозащищенность при заземленном и незаземленном источниках сигнала. В качестве исходного случая выбран простейший, когда кабель содержит единственный сигнальный провод (рис. 13.3, *а*). На рис. 13.3, *в* — 13.3, *е* уровни излучаемых помех и наводок снижаются благодаря уменьшению эффективной площади контура тока. При незаземленных источнике или нагрузке (рис. 13.4, *а* — 13.4, *д*) обратный сигнал распространяется по обратному проводу или экрану кабеля, что резко уменьшает эффективную площадь контура и тем самым уровень помех. Заметим, однако, что обычное скручивание обратного и прямого проводов (рис. 13.3, *г*, 13.4, *б*) снижает уровень излучаемых и воспринимаемых помех на 75 %.

Простой способ экранирования кабеля состоит в спиральной намотке полосок алюминиевой фольги шириной 50—100 мм с последующей фиксацией. Однако предназначенная для экранирования медная и алюминиевая фольга, металлические сетки и ленты из материала с высокой магнитной проницаемостью выпускает очень незначительное число фирм. В недостаточном количестве изготавливаются экранирующие трубки и другие приспособления, которые можно «надевать» на кабель.

Однажды ко мне обратился коллега, конструировавший тестер для нового печатающего устройства, с просьбой помочь найти причину помех, возникающих при измерении аналоговых сигналов. Он измерял сигнал на резисторах, используемых для измерения тока по падению напряжения (300 мВ с пульсацией 75 мВ),

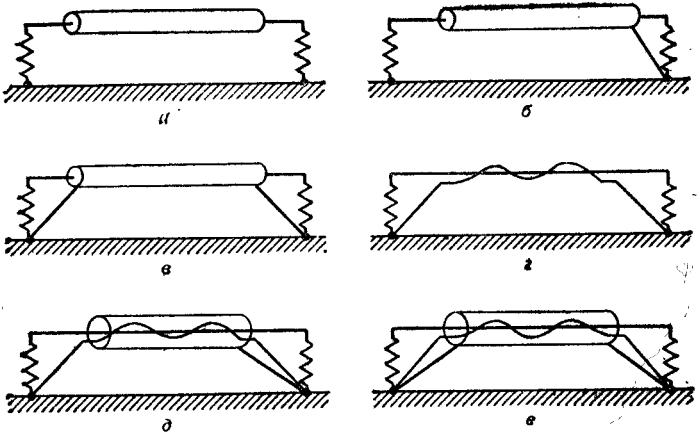

Рис. 13.3. Помехозащищенность кабелей при заземлении источников сигнала и нагрузки: *а* — ослабление помех 1 : 1 (исходный случай), *б* — ослабление 1 : 1, *в* — ослабление (2—22) : 1, *г* — ослабление 4 : 1, *д* — ослабление (1—4) : 1, *е* — ослабление 25 : 1.

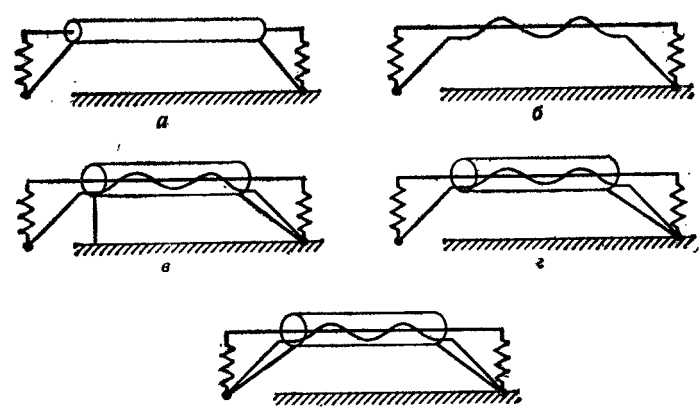

Рис. 13.4. Помехозащищенность кабелей при незаземленных источниках сигналов или нагрузки: *а* — ослабление помех (280—10 000) : 1, *б* — ослабление помех (4—8900) : 1, *в* — ослабление помех 1500 : 1, *г* — ослабление помех (1600—3200) : 1, *д* — ослабление помех (3500—7100) : 1.

н получал совершенно ошибочные результаты. С помощью осциллографа на кривой падения напряжения нам удалось выявить выбросы амплитудой 2 В. Изучая электромонтаж, я обнаружил, что сигналы управляения двигателем (38 В при токе 1 А, широтно-импульсная модуляция $f = 20$ кГц) и сигналы с резисторов передаются по проводникам в одном кабеле. Я предложил вместо одного кабеля использовать два кабеля парной скрутки, подсоединенных к тестеру через разные соединители таким образом, чтобы расстояние между ними в тестере составляло 100 мм. Такая процедура позволила полиостью избавиться от выбросов, и измеренные величины отличались от расчетных всего на несколько процентов.

Рекомендуемая литература

1. Bell Telephone Laboratories, Physical Design of Electronic Systems, vol. 1. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1970.
2. *Demoulin B., Degauque P.* Effect of Cable Grounding on Shielding Performance, EMC Technology, 3 : 4 (October — December 1984), 65—69ff.
3. *Keiser B. E.* EMI Control in Aerospace Systems. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1979.
4. *Mardiguian M.* How to Control Electrical Noise. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1983.
5. *White D. R. J.* EMI Control in the Design of Printed Circuit Boards and Backplanes. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1981.

ЭКРАНИРОВАНИЕ

Очень часто для защиты схем от помех пользуются дорогостоящими экранами, хотя при правильном электронном конструировании этих помех можно избежать. Так, если рядом с электронно- лучевой трубкой (ЭЛТ) осциллографа смонтировать обычный сетевой трансформатор (60 Гц), то изображение на экране осциллографа будет подвержено случайным искажениям. Можно избежать влияния помех, установив дорогостоящие трехслойные экраны. Однако лучше исключить саму возможность возникновения помех еще на этапе конструирования, для этого необходимо: 1) выбрать трансформатор с низким рассеянием, 2) смонтировать его в нижней части корпуса и закрыть стальной крышкой, служащей экраном, 3) смонтировать как можно дальше от ЭЛТ, при этом поле рассеяния трансформатора должно быть направлено вдоль оси ЭЛТ, 4) предусмотреть возможность размещения вокруг ЭЛТ стандартного однослойного экрана.

Эффективность экранирования (ослабление) обычно выражается в децибелах и определяется формулой

$$Э = 10 \lg \frac{\text{мощность сигнала без экрана}}{\text{мощность сигнала с экраном}} \text{ [дБ]}.$$

Если экран находится в воздухе или в вакууме, это выражение принимает вид

$$Э = 20 \lg \frac{\text{напряженность электрического поля без экрана}}{\text{напряженность электрического поля с экраном}} =$$

$$= 20 \lg \frac{\text{напряженность магнитного поля без экрана}}{\text{напряженность магнитного поля с экраном}} \text{ [дБ]}.$$

В большинстве случаев для защиты от помех и наводок эффективность экранирования должна равняться 30—60 дБ. На частотах выше 100 кГц однослойные экраны обеспечивают эффективность экранирования 40—70 дБ, а двухслойные до 120 дБ. Отверстия и зазоры ограничивают ослабление электрических и высокочастотных магнитных полей, в то время

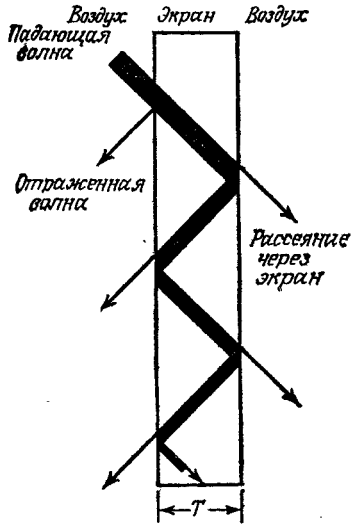

Рис. 14.1. Отражение и рассеяние электромагнитных волн при их экранировании.

как ослабление низкочастотных магнитных полей определяется материалом экрана и его толщиной. (*Замечание.* Для эффективного ослабления магнитных полей материал экрана должен быть ненасыщенным.)

На рис. 14.1 электромагнитная волна частотой f [Гц] с характеристическим сопротивлением $|Z_w|$ встречает на своем пути экран толщиной T [м] с магнитной проницаемостью $\mu = \mu_r\mu_v \approx 1{,}257\mu_r$ [мкГн/м] и удельным сопротивлением ρ [Ом·м]. На частоте f [Гц] характеристическое сопротивление экрана есть

$$|Z_s| = (2\pi\mu f\rho)^{1/2}/[1 - \exp(-T/\delta)] \text{ [Ом/квадрат]},$$

где $\delta = (\rho/\pi\mu f)^{1/2}$ [м] — толщина скин-слоя. Различие характеристических сопротивлений волны и экрана приводит к тому, что волна частично отражается от

границы раздела воздух — экран, а частично проникает сквозь экран, где часть ее энергии превращается в тепло. Достигнув границы раздела экран — воздух, волна частично отражается обратно, а частично проходит через экран. Распространяющаяся в материале экрана электромагнитная волна испытывает многократное отражение и в конце концов полностью рассеивается или превращается в тепло. Эффективность экранирования можно выразить в виде

$$Э = R + A + B \text{ [дБ]},$$

где

$$R = -20\lg[(4|Z_s||Z_m|)/(|Z_s|+|Z_w|)^2] \text{ [дБ]},$$

$$A = -20\lg[\exp(-T/\delta)] \approx 8{,}69T/\delta \text{ [дБ]},$$

$$B = +20\lg\{1-[(|Z_s|-|Z_w|)/(|Z_s|+|Z_w|)]^2 \times \exp(-2T/\delta)\} \text{ [дБ]}.$$

Здесь R описывает процесс начального отражения, A — ослабления и B — многократного отражения.

Таблица 14.1. Толщина скин-слоя обычных материалов экранов

Частота, Гц	Алюминий, мкм	Медь, мкм	Мю-металл, мкм	Сталь, мкм	Цинк, мкм
50	11 700	9 330	248	1 200	17 400
100	8 270	6 600	175	851	12 300
10^3	2 620	2 090	55,4	269	3 900
10^4	827	660	17,5	85,1	1 230
10^5	262	209	5,54	26,9	390
10^6	82,7	66,0	1,75	8,51	123
10^7	26,2	20,9	0,554	2,69	39,0
10^8	8,27	6,60	0,175	0,851	12,3
10^9	2,62	2,09	0,0554	0,269	8,90
10^{10}	0,827	0,660	0,0175	0,0851	1,23

При $A \geqslant 10$ дБ $B \approx 0$ дБ. В табл. 14.1 представлена толщина скин-слоя δ обычных экранов, а в табл. 14.2 — характеристическое сопротивление экранов толщиной 25,4 мкм — 1 мм в интервале частот 50 Гц — 10 ГГц. Обратите внимание, что при $T > 3\delta$ характеристическое сопротивление экрана не зависит от его толщины. В общем случае для эффективного

Таблица 14.2. Характеристические сопротивления экранов толщиной 25,4 мкм — 1 мм в единицах [Ом/квадрат]

Частота, Гц	Алюминий	Медь	Мю-металл	Сталь	Цинк
50	1,5 мОм—40 мкОм	960 мкОм—26 мкОм	34 мОм—3,3 мОм	7,9 мОм—290 мкОм	3,3 мОм—87 мкОм
100	1,5 мОм—41 мкОм	960 мкОм—26 мкОм	34 мОм—4,7 мОм	7,9 мОм—340 мкОм	3,3 мОм—88 мкОм
10^3	1,5 мОм—46 мкОм	960 мкОм—31 мкОм	40 мОм—15 мОм	8,2 мОм—750 мкОм	3,4 мОм—96 мкОм
10^4	1,5 мОм—66 мкОм	980 мкОм—47 мкОм	61 мОм—46 мОм	9,0 мОм—2,3 мОм	3.4 мОм—124 мкОм
10^5	1,6 мОм—150 мкОм	1,0 мОм—120 мкОм	150 мОм	12 мОм—7,4 мОм	3,5 мОм—240 мкОм
10^6	1,8 мОм—460 мкОм	1 2 мОм—370 мкОм	460 мОм	25 мОм—23 мОм	3,7 мОм—690 мкОм
10^7	2,4 мОм—1,5 мкОм	1,7 мОм—1,2 мОм	1.5 Ом	74 мОм	4,6 мОм—2,2 мОм
10^8	4,8 мОм—4,6 мОм	3,8 мОм—3,7 мОм	4,6 Ом	230 мОм	7,9 мОм—6,9 мОм
10^9	15 мОм	12 мОм	15 Ом	740 мОм	22 мОм
10^{10}	45 мОм	37 мОм	46 Ом	2,3 Ом	69 мОм

экранирования необходимо, чтобы $|Z_s| \leqslant 1$ Ом/квадрат ($\rho < 0{,}05$ Ом·м).

Высокое характеристическое сопротивление электрических полей и плоских волн ($|Z_w| \geqslant 376{,}7$ Ом, см. приложение 3) способствует их отражению на

Таблица 14.3. Эффективность экранирования электрического поля ($Z_w \approx 4$ кОм) различными экранами толщиной 25,4 мкм — 1 мм

Частота, Гц	Алюминий, дБ	Медь, дБ	Мю-металл, дБ	Сталь, дБ	Цинк, дБ
50	69—133	75—138	76—145	75—136	59—122
100	72—136	78—141	79—156	78—139	62—125
10^3	82—145	88—150	88—$\geqslant$180	87—155	72—135
10^4	92—153	98—159	96—$\geqslant$180	97—$\geqslant$180	82—143
10^5	102—170	108—180	116—$\geqslant$180	105—$\geqslant$180	92—155
10^6	111—$\geqslant$180	117—$\geqslant$180	$\geqslant$180	118—$\geqslant$180	101—$\geqslant$180
10^7	120—$\geqslant$180	125—$\geqslant$180	$\geqslant$180	165—$\geqslant$180	110—$\geqslant$180
10^8	133—$\geqslant$180	142—$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	120—$\geqslant$180
10^9	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	150—$\geqslant$180
10^{10}	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180

границе раздела воздух — экран, поэтому в этом случае очень тонкие экраны оказываются эффективными. Заземляя экраны, можно защитить схемы и от низкочастотных электрических полей. В табл. 14.3 и 14.4 приведены эффективности экранирования электрических полей ($|Z_w| \approx 4$ кОм) и плоских волн различными материалами.

Магнитные поля с низким характеристическим сопротивлением ($|Z_w| \leqslant 376{,}7$ Ом, см. приложение 3) легко проникают сквозь границу раздела воздух — экран, но испытывают отражения на границе раздела экран — воздух. При этом часть волны, которая не поглощается в экране после многократных внутренних отражений, в конечном итоге рассеивается. Поэтому экраны, защищающие от магнитных полей, должны быть толстыми (по сравнению с толщиной скии-слоя δ), иметь высокую магнитную проницаемость μ и низкое удельное сопротивление ρ (см. приложение Б). В табл. 14.5 представлены эффективности экранирования различными материалами магнит-

ных полей с характеристическим сопротивлением 40 Ом. Чтобы предотвратить насыщение экрана, желательно между ним и компонентами предусмотреть зазор не менее 6 мм. Если экраны изготовлены из фольги, перекрытие в месте шва должно составлять

Таблица 14.4. Эффективность экранирования плоских волн ($Z_в$ = 376,7 Ом) различными экранами толщиной 25,4 мкм — 1 мм

Частота, Гц	Алюминий, дБ	Медь, дБ	Мю-металл, дБ	Сталь, дБ	Цинк, дБ
50	49—112	55—118	55—124	54—116	38—102
100	52—115	58—121	58—136	57—118	41—105
10^3	62—124	68—130	67—⩾180	67—134	51—114
10^4	72—133	77—139	76—⩾180	76—⩾180	61—123
10^5	81—149	87—160	96—⩾180	85—⩾180	71—134
10^6	91—⩾180	96—⩾180	172—⩾180	98—⩾180	80—173
10^7	99—⩾180	105—⩾180	⩾180	144—⩾180	89—⩾180
10^8	112—⩾180	121—⩾180	⩾180	⩾180	99—⩾180
10^9	161—⩾180	⩾180	⩾180	⩾180	129—⩾180
10^{10}	⩾180	⩾180	⩾180	⩾180	⩾180

более 13—20 мм, а радиусы кривизны должны по крайней мере вдвое превышать толщину экрана.

В общем случае экран, толщина которого обеспечивает необходимую механическую прочность, обеспечивает защиту от всех видов электромагнитного излучения, кроме магнитных полей низкочастотного диапазона. Эффективную защиту от электрических полей, электромагнитного излучения, а также от магнитных полей частотой выше 1 МГц создают медные или алюминиевые экраны. Для экранирования магнитных полей частотой 10 кГц — 1 МГц следует применять стальную или железную фольгу, а для экранирования магнитных полей частотой ниже 10 кГц, когда становятся критическими размер и масса экрана, — сплавы с высокой магнитной проницаемостью (мо-металл, пермаллой). (*Замечание.* Эти материалы следует предохранять от удара: после падения экрана с высоты 0,6 м эффективность экранирования может

снизиться вдвое!) Установка дополнительных экранов для уменьшения уровня излучаемых помех может привести к резонансам в экране, вероятность которых возрастает, когда наибольший размер экрана близок к половине длины волны излучения. Во избежание резонанса следует изготавливать экраны из

Таблица 14.5. Эффективность экранирования магнитного поля ($Z_w \approx 40$ Ом) различными экранами толщиной 25,4 мкм — 1 мм

Частота, Гц	Алюминий, дБ	Медь, дБ	Мю-металл, дБ	Сталь, дБ	Цинк, дБ
50	30—93	35—98	36—105	35—96	20—82
100	32—96	38—101	39—116	38—99	22—85
10^3	42—105	48—110	48—$\geqslant$180	47—115	32—95
10^4	52—113	58—119	56—$\geqslant$180	57—175	42—103
10^5	62—130	68—140	76—$\geqslant$180	65—$\geqslant$180	52—115
10^6	71—$\geqslant$180	77—$\geqslant$180	153—$\geqslant$180	78—$\geqslant$180	61—154
10^7	80—$\geqslant$180	85—$\geqslant$180	$\geqslant$180	125—$\geqslant$180	70—$\geqslant$180
10^8	93—$\geqslant$180	102—$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	80—$\geqslant$180
10^9	141—$\geqslant$180	164—$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	110—$\geqslant$180
10^{10}	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180	$\geqslant$180

металлов с низким удельным сопротивлением и высокой магнитной проницаемостью, чтобы они поглощали, а не отражали электромагнитное излучение.

Выпускаются алюминиевые и медные ленты для экранирования катушек индуктивности, трансформаторов и кабелей, а также для заделки соединений в экранах. Наибольший экранирующий эффект создают гофрированные медные ленты, далее следует гофрированные алюминиевые ленты, медные и алюминиевые ленты с проводящим склеивающим веществом, гладкие медные и алюминиевые ленты. Обычная алюминиевая фольга (толщиной $\approx$25 мкм) эффективно экранирует от электрических и магнитных полей частотой $\geqslant$100 кГц.

Экраны, защищающие от магнитных полей низкочастотного диапазона, обычно состоят из слоя меди, слоя металла с низкой магнитной проницаемостью и высоким полем насыщения и слоя металла с высокой магнитной проницаемостью и низким полем

насыщения. Многослойные экраны наиболее эффективны при наличии между слоями небольших воздушных зазоров (толщиной 0,5—0,75 мм или равной толщине металлических слоев, если она превышает указанный диапазон). Все экраны, имеющие слои с высокой магнитной проницаемостью, должны пройти специальную термообработку. С ними необходимо обращаться очень бережно (не подвергать механической обработке, резкому охлаждению и ударам) во избежание потери ими экранирующих свойств. Эти экраны должны быть полностью изготовлены на предприятии-поставщике.

Ряд фирм выпускает экранирующую фольгу из металлов с высокой магнитной проницаемостью. Из нее вырезают ленту соответствующих размеров, предусмотрев широкие участки перекрытия, и осторожно придают экрану соответствующую форму. Необходимо, чтобы швы были ориентированы вдоль магнитных полей. Готовые экраны не следует сваривать или подвергать вибрацням. Экраны и прокладки из такой фольги можно получать штамповкой. Гибкие экранирующие пластины состоят из фольги с армирующим диэлектриком, и из них также можно штамповать экраны. Выпускаются также гибкие металлические оплетки, предназначенные для экранирования кабелей, соединителей и ЭЛТ, их можно использовать и в качестве заземляющих перемычек.

В настоящее время общей проблемой является экранирование литых пластмассовых корпусов. В пластмассу можно вводить проводящие наполнители, обеспечивающие эффективность экранирования 30—80 дБ, однако при этом ухудшаются механические свойства пластмассы, а наполнитель в ней распределяется неравномерно. Кроме того, затрудняется создание качественных контактов, поскольку поверхности обычно обогащены смолой, а также создание однородного цветового покрытия. Окраска корпусов превращается в отдельную операцию.

Другой способ экранирования пластмассовых корпусов заключается в нанесении на них проводящих покрытий. С помощью вакуумного напыления можно нанести слой алюминия толщиной 4—5 мкм. Однако

для хорошей адгезии проводящего покрытия между ним и пластмассой должен находиться базовый слой; кроме того, во влажных условиях покрытие может подвергаться коррозии. Осажденные покрытия с поверхностным сопротивлением $\approx 1{,}5$ Ом/квадрат получают методом напыления. Нанесение медных, никелевых или серебряных покрытий с толщиной слоя от 50 до 75 мкм с помощью пульверизатора обеспечивает эффективность экранирования 30—65 дБ. Этот простейший метод применяют при создании опытных образцов и в мелкосерийном производстве. В дуговом разряде и в пламени можно нанести цинковые покрытия толщиной 50—125 мм, имеющие поверхностное сопротивление ≈ 20 мОм/квадрат. Они обеспечивают эффективность экранирования 70—90 дБ. Чтобы предотвратить отслаивание цинковой пленки при изменениях температуры, перед нанесением цинка поверхность следует обработать грубым абразивом. При довольно высоких температурах пластмасса может коробиться, поэтому может потребоваться предварительная обработка поверхности, чтобы защитить слой цинка от повреждений. С помощью химического осаждения на медь можно наносить никель; такое покрытие обеспечивает эффективность экранирования 55—110 дБ.

ЭЛТ и смотровые окна покрывают прозрачным проводящим слоем; наибольшее распространение получили оксид олова, оксид индия — олова и золото. Покрытия должны иметь поверхностное сопротивление не более 1 Ом/квадрат и обладать эффективностью экранирования 6 дБ, что обеспечивает безопасную работу персонала в любых производственных условиях. Можно также натянуть на смотровые окна мелкоячеистую металлическую сетку. В любом случае для соединения проводящих покрытий или металлических сеток с корпусом могут потребоваться проводящие прокладки.

В большинстве случаев прохождение полей через экраны обусловлено отверстиями, зазорами и т. д., которые уменьшают эффективность экранирования. Поэтому конструкция экрана должна сводить эти нежелательные влияния к минимуму. На рис. 14.2 пока-

зана прямоугольная щель в экране (например, для охлаждения системы). Если размеры щели $W \times H$ [м] ($W \geqslant H$), а толщина экрана T [м], эффективность экранирования сигнала длиной $\lambda > 2(W + H)$ [м] можно рассчитать по формуле

$$\Э = -20\lg[(WH)^{1/2}/0{,}24\lambda] - $$
$$-20\lg\{\exp\{-(\pi T/W)[1-(2w\lambda)^2]^{1/2}\}\} \approx$$
$$\approx -20\lg[(WH)^{1/2}/0{,}24\lambda] + 27{,}3\,(T/W) \text{ [дБ]}$$
при $\lambda \gg 2W$.

На рис. 14.3 показано круглое отверстие в экране (для установки органов регулировки и измерения, а

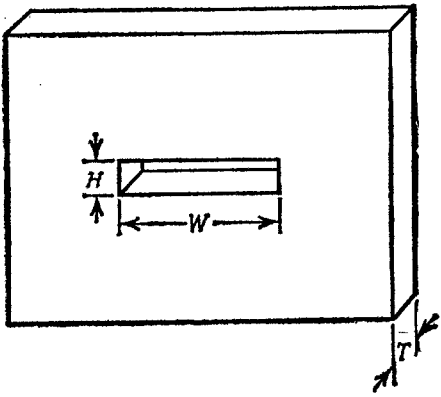

Рис. 14.2. Экран с прямоугольной щелью.

также для вентиляции). Пусть D [м] — диаметр отверстия, а T [м] — толщина экрана, тогда эффективность экранирования сигнала длиной $\lambda > \pi D$ вычисляется по формуле

$$\Э = -20\lg(D/0{,}3\lambda) - $$
$$-20\lg\{\exp\{-(2\pi T/1{,}707D)[1-(1{,}707D/\lambda)^2]^{1/2}\}\} \approx$$
$$\approx -20\lg(D/0{,}3\lambda) + 32{,}0\,(T/D) \text{ [дБ]} \quad \text{при} \quad \lambda \gg \pi D.$$

Первый член в этих уравнениях описывает влияние отверстия, а второй — запредельный волноводный

эффект. В общем случае диаметр отверстия или ширина щели не должны превышать 0,05λ [м]. Экранирующий эффект нескольких отверстий зависит также от расстояния между ними и удаленности источника.

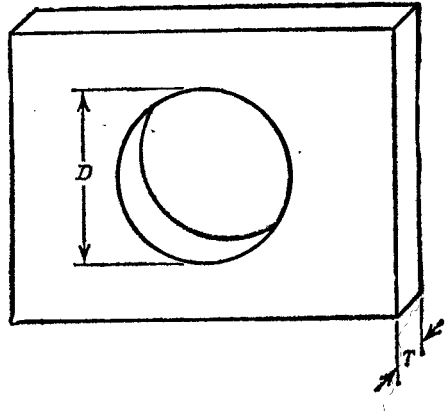

Рис. 14.3. Экран с круглым отверстием.

На рис. 14.4, *а* и *б* показаны экраны толщиной T [м] с матрицей прямоугольных щелей размером

Рис. 14.4. Экраны с матрицей прямоугольных отверстий.

$W \times H$ [м] ($W \geqslant H$), расстояние между которыми S [м]. Экраны изготовлены из металла с удельным сопротивлением ρ [Ом·м] и магнитной проницаемостью $\mu = \mu_0 \mu_r \approx 1{,}257\,\mu_r$ [мкГн/м]. Источник уда-

лен от экрана на r [м] и генерирует сигналы частотой f [Гц] и длиной волны $\lambda = c/f \approx 2{,}998 \cdot 10^8/f$ [м]. Эффективность экранирования перфорированными экранами выражается формулой

$$Э = A_a + R_a + B_a + K1 + K2 + K3 \text{ [дБ]},$$

где

$$A_a = 27{,}3\,(T/W) \text{ [дБ]}, \quad R_a = 20 \lg [\,|\,1 + k\,|^2/4\,|\,k\,|\,] \text{ [дБ]},$$

$$B_a = 20 \lg |\,1 - (k-1)^2/(k+1)^2\, 10^{-2{,}73T/W}\,| \text{ [дБ]},$$

$$k = \begin{cases} W/\pi r & \text{для магнитных полей,} \\ j2W/\lambda & \text{для плоских волн,} \\ -4\pi W r/\lambda^2 & \text{для электрических полей,} \end{cases}$$

$$K1 = 10 \lg [(W+S)(H+S)/WH] \text{ [дБ]},$$

$$K2 = -20 \lg [1 + 35/(S/\delta)^{2,3}] \text{ [дБ]},$$

где

$$\delta = (\rho/\pi\mu f)^{1/2} \text{ [м]},$$

$$K3 = 20 \lg \frac{\exp(6{,}29T/W) + 1}{\exp(6{,}29T/W) - 1} \text{ [дБ]}.$$

Если источник сигнала находится далеко от экрана ($r \gg W + S$ [м]), то следует пользоваться членом

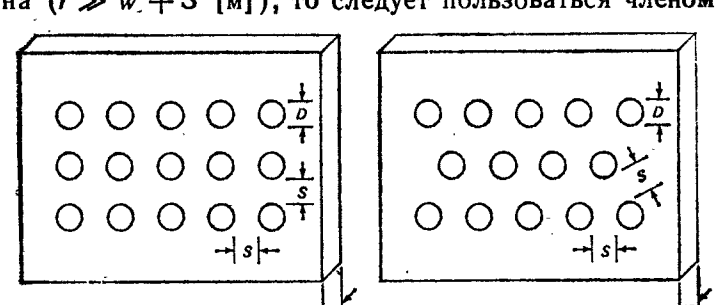

Рис. 14.5. Экраны с матрицей круглых отверстий.

$K1$. По мере приближения источника сигнала к экрану точное расстояние между источником и ближайшей щелью начинает играть все большую роль. Когда источник помех или воспринимающая их схема рас-

положены вблизи экрана, для большей надежности можно положить $K1 = 0$ дБ.

На рис. 14.5, *а* и *б* показаны экраны с матрицей круглых отверстий диаметром D [м]. Эффективность экранирования перфорированным экраном вычисляют по формуле

$$Э = A_a + R_a + B_a + K1 + K2 + K3 \text{ [дБ]},$$

где

$$A_a = 32{,}0\,(T/D) \text{ [дБ]},$$

$$R_a = 20 \lg [|\, 1 + k\,|^2/4\,|\,k\,|\,] \text{ [дБ]},$$

$$B_a = 20 \lg |\, 1 - (k-1)^2/(k+1)^2\; 10^{-3{,}20T/D}\,| \text{ [дБ]},$$

$$k = \begin{cases} D/3{,}682r & \text{для магнитных полей,} \\ j2\pi D/3{,}682\lambda & \text{для плоских волн,} \\ -4\pi^2 Dr/3{,}682\lambda^2 & \text{для электрических полей,} \end{cases}$$

$$K1 = \begin{cases} 10 \lg [4\,(D+S)^2/\pi D^2] \text{ [дБ]} & \text{(рис. 14.5, } а\text{)}, \\ 10 \lg [3{,}464\,(D+S)^2/\pi D^2] \text{ [дБ]} & \text{(рис. 14.5, } б\text{)}, \end{cases}$$

$$K2 = -20 \lg [1 + 35/(S/\delta)^{2{,}3}] \text{ [дБ]},$$

где

$$\delta = (\rho/\pi\mu f)^{1/2} \text{ [м]},$$

$$K3 = 20 \lg \frac{\exp\,(7{,}37T/D) + 1}{\exp\,(7{,}37T/D) - 1} \text{ [дБ]}.$$

Когда источник помех находится вблизи экрана, следует положить $K1 = 0$.

Для проволочных сеток (рис. 14.6) следует пользоваться выражениями для экрана с матрицей прямоугольных щелей, положив $T = S$ (диаметр проволоки) и $K1 = 0$, а в случае экрана с шестигранными отверстиями — выражениями для экрана с круглыми отверстиями, выбрав в качестве D и S соответственно расстояние между гранями и толщину стенок.

Как было сказано выше, швы в экране должны быть максимально плотными. В этом смысле наилучшими являются сплошные сварные швы (рис. 14.7, *а—в*); химический состав присадочного прутка (особенно содержание углерода в нем) не должен сильно отличаться от состава материала

экрана для образования однородного контакта. Несколько уступают по качеству швы с перекрытием $\geqslant 10$ мм, точечно сваренные по крайней мере через

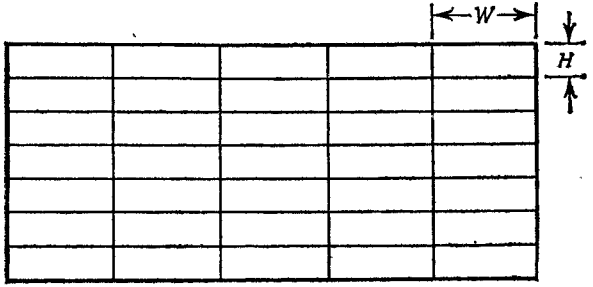

Рис. 14.6. Проволочная сетка (диаметр проволоки T).

каждые 50 мм (желательно, чтобы расстояние между точечными контактами не превышало 13 мм;

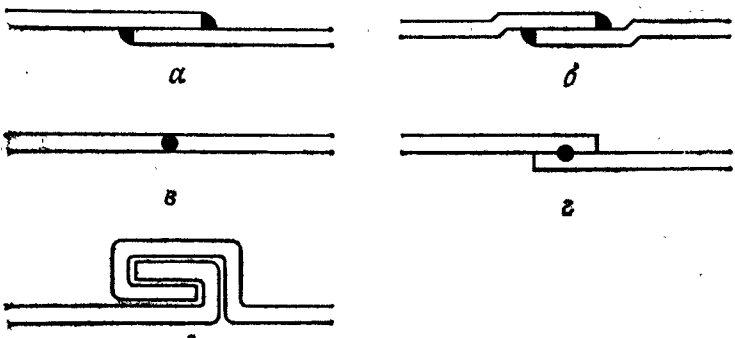

Рис. 14.7. Постоянные соединения в экранах: *а* — сплошной сварной шов, *б* — сплошной сварной шов при ступенчатом соединении соприкасающихся участков, *в* — шов, полученный сваркой встык, *г* — шов, полученный точечной сваркой, *д* — шов внахлест.

рис. 14.7, *г*). Удовлетворительными являются и швы, полученные перекрытием прокатанных участков (рис. 14.7, *д*); их можно сжимать через каждые 50 мм для создания плотных контактов. При изготовлении подобных швов перекрывающиеся участки должны быть как можно шире. Для уменьшения рассеяния

отверстия в стационарных соединениях заделываются проводящей пастой. В клепанных швах заклепки должны отстоять друг от друга не более чем на 20 мм и плотно прилегать к стенкам отверстий. Швы следует располагать параллельно направлению тока в экране.

Крышки и экранирующие панели могут быть съемными. Плоские крышки (рис. 14.8, *а*, *б* и *г*) обычно

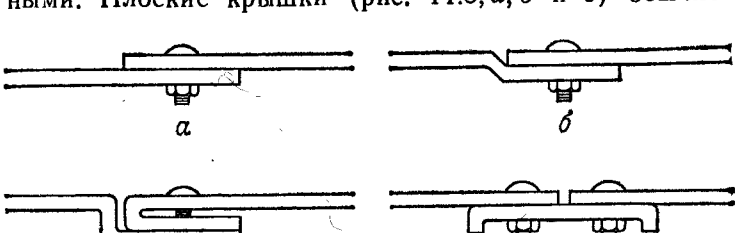

Рис. 14.8. Временные болтовые соединения в экранах: *а* — внахлест, *б* — внахлест ступенчатое, *в* — внахлест ступенчатое со складкой, *г* — с желобом.

слегка отходят, образуя щели с отношением $H/W \approx$ $\approx 0{,}002$. Наличие специальных козырьков на крышках (рис. 14.8, *в*) делает их более жесткими и на порядок уменьшает H/W. (*Замечание.* Чтобы крышка не коробилась, крепление крышки следует начинать с центральной части и двигаться по направлению к углам.) При изготовлении экранов для гражданского оборудования болты должны отстоять друг от друга не более чем на $0{,}05\lambda$ [м], а для военного оборудования $\leqslant 0{,}02\lambda$ [м]. Перекрытие крышки и экрана не менее чем в 2,5 раза должно превышать толщину крышки и не менее чем в 5 раз — максимальный зазор для усиления запредельного волнового эффекта. Схемы, являющиеся источником помех, и чувствительные схемы следует располагать вдали от краев крышки; для уплотнения соединения крышки с корпусом следует пользоваться заземляющими перемычками, металлическими ленточными контактами и проводящими прокладками.

Прокладки используют для уплотнения плохо пригнанных соединений (рис. 14.9), однако их сопротивление может в 8 раз превышать сопротивление непосредственного контакта металлов. Прокладки следует располагать вокруг стягивающих болтов между перекрывающимися участками экрана (рис. 14.9, *а* и *з*)

Рис. 14.9. Уплотнение разборных (прижимных) соединений с помощью прокладок.

для предотвращения рассеяния через отверстия под болты (рис. 14.9, *а* и *б*). Конструкция соединения должна оказывать на прокладку равномерное давление 34—138 кПа и исключать относительное скольжение соприкасающихся участков. Если вместе с проводящей прокладкой находится обычное уплотнение, оно должно защищать прокладку от внешних воздействий. Проводящие прокладки можно фиксировать с помощью приваренных или соединенных заклепками полосок (рис. 14.9, *в* — 14,9, *е*) или приклеивать, используя проводящие склеивающие вещества (рис. 14.9, *а, б, ж, з*). Удельное сопротивление проводящего склеивающего вещества не должно превышать 100 мкОм·м, и его следует наносить в виде капель размером 3—6 мм через каждые 25—50 мм.

Материал проводящих прокладок должен быть эластичным, обладать коррозионной стойкостью (с более выраженными катодными свойствами по сравнению с материалом экрана) и низким удельным сопротивлением. Прокладки из монель-металла *, серебренной латуни и скрученных алюминиевых проводников при давлении 138 кПа обеспечивают ослабление 54 дБ при частотах до 1 ГГц. Хорошим средством экранирования, эффективность которого не сильно зависит от сжимающего давления, является пропускание проводника через неопреновую гильзу. Металлические ленточные контакты из фосфористой бронзы и сплава медь — бериллий обеспечивают эффективность экранирования 60 дБ на частотах 10 кГц — 10 ГГц при расстоянии между ними $\leqslant \lambda/4$ [м] и усилии сжатия 5—10 г. Для экранирования магнитных полей требуются многочисленные ряды таких контактов: половина из них должна быть сжата, а вторая половина — находиться в свободном состоянии (рис. 14.9, *и*).

Толщина прокладки зависит от того, как часто будут разбирать соединение и от максимального зазора между соприкасающимися элементами. В неразборных соединениях толщина прокладки должна вдвое превышать этот зазор. Соединения дверей и съемных панелей при аналогичном зазоре должны быть снабжены прокладками, толщина которых превышает этот зазор втрое. Если прокладки приходится снимать и вновь устанавливать, их толщина должна в четыре раза превышать зазор между элементами.

При экранировании высокочастотиой аппаратуры следует обратить внимание иа надежную заделку отверстий для органов управления и индикаторов. С тумблерами обычно проблем не возникает, но при устаиовке панельных выключателей может возникнуть необходимость непосредственного контакта металла с панелью. Подшипники поворотных переключателей можно уплотиять проводящими прокладками, на ручках этих переключателей в иепосредственной

---

* Моиель — сплав Ni с Cu (27—29 %), Fe (2—3 %) и Mn (1;2—1,8 %). Обладает хорошей пластичностью и коррозионной стойкостью. — *Прим. ред.*

близости от панели устанавливать щетки, обматывать ручки металлическими лентами или пользоваться прокладками из металлических сеток. ЭЛТ и измерительные приборы иногда приходится монтировать на обратной стороне экранирующей панели; при этом сигналы на них должны поступать через проходные конденсаторы. Можно экранировать смотровые окна с помощью металлизированной ткани, проволочной сетки или прозрачных проводящих покрытий, однако все эти средства дороги и, кроме того, затрудняют наблюдение.

Можно экранировать высокочастотные установки, используя запредельный волноводный эффект. Прямоугольная трубка, длина которой втрое превышает ее ширину ($T \geqslant 3W \geqslant 3H$), ослабляет сигналы с длиной волны $\lambda > 2W$ на 82 дБ. Круглая трубка, длина которой в 3 раза больше ее диаметра ($T \geqslant 3D$), ослабляет сигналы длиной волны $\lambda > 1{,}707D$ на 96 дБ. (Наименьшая длина волны сигнала в системе должна по крайней мере вдвое превышать эти критические длины волн.) Поэтому для обеспечения надежного не подлежащего разборке соединиения поворотных переключателей с экраном достаточно приварить или припаять к панели длинную трубку и поместить в нее ручку переключателя из непроводящего материала. Такой же способ защитит от помех высокочастотные усилители. Корпус усилителя и экран должны образовывать длинный узкий волновод шириной W [м] и высотой H [м] ($W \geqslant H$). Если один из каскадов усилителя обладает коэффициентом усиления x [дБ], то расстояние между ним и соседними каскадами должно быть более $xW/27{,}3$ [м]. При этом не будет паразитной индуктивной связи между каскадами. Аналогично, на передней панели можно монтировать трубчатый экран ЭЛТ, при котором отпадает необходимость экранирования смотровых окон.

В экранах необходимо предусмотреть отверстия для прямых и обратных проводов входных и выходных сигналов, поступающих в систему и выходящих из нее, а также для шин питания. Вентиляционные отверстия должны быть обтянуты металлической решеткой или сеткой, которую следует прикреплять к

экрану через каждые 100 мм. Внешние соединения с экраном должны отстоять на расстоянии, превышающем толщину экрана и диаметр контакта не менее чем в 10, а внутренние — в 5 раз. Заземляющие экран проводники всегда должны быть снаружи и их следует располагать вблизи ввода/вывода сигнала для сведения к минимуму помех в экране.

Экран следует подсоединить к нулевой точке схемы. При ненулевом потенциале экрана конденсаторы

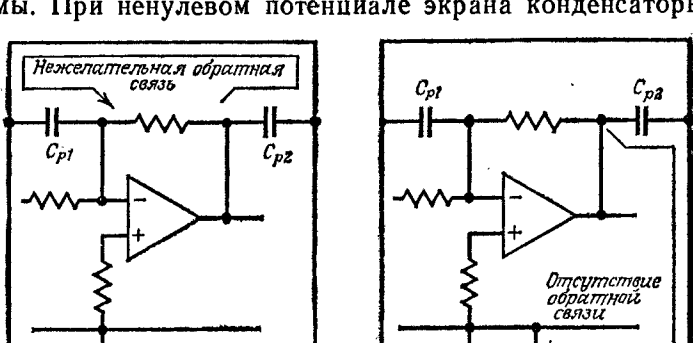

Рис. 14.10. Паразитная обратная связь, возникающая при ненулевом потенциале экрана: *а* — экран с «плавающим» потенциалом, *б* — экран соединен с нулем системы.

C_{p1} и C_{p2} (рис. 14.10, *а*) могут создать паразитную связь между входом и выходом схемы, вызывая паразитные колебания или другие нежелательные явления. При заземлении экрана (рис. 14.10, *б*) возникающий в нем ток отводится через заземление, что эффективно разрывает цепь обратной связи. В чувствительных схемах могут потребоваться соединения одного экрана с нулевой точкой (рис. 14.11, *а*), а другого — с клеммой подвода питания. Если в системе присутствуют высокие синфазные напряжения, необходимо установить дополнительный экран (рис. 14.11, *б*) для обеспечения безопасности обслуживающего персонала.

Однажды меня попросили найти причину помех, возникающих в тестере сетевых кабелей. Примерно в 1 % случаев в процессе испытаний происходил сброс

тестера в начальное состояние. Анализируя работу тестера, удалось выявить выбросы напряжения амплитудой ≈4 В, возникающие в начале испытаний изоляции на электрическую прочность. Провод, по которому

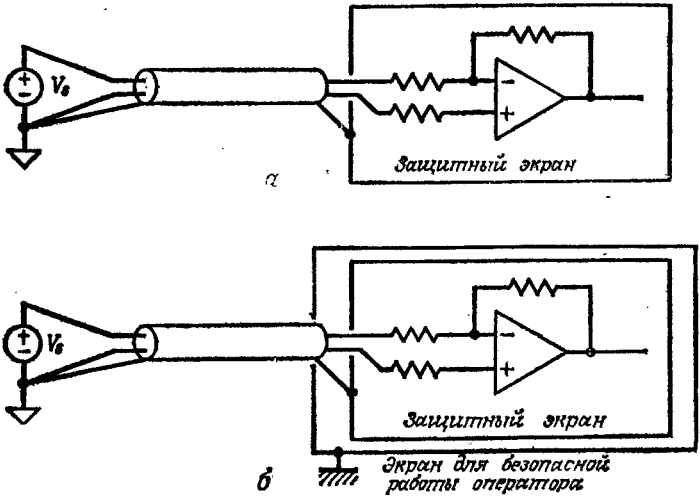

Рис. 14.11. Заземление защитных и дополнительных экранов.

распространялся сигнал сброса, проходил от микропроцессора поверх тестера параллельно испытываемому кабелю к переключателю, соединенному с корпусной землей. Когда тестер подавал на кабель напряжение 3500 В, часть этого сигнала поступала в провод сброса из-за наличия паразитной емкости. Мы уменьшили амплитуду выброса до ≈0,2 В и избавились от помех, пустив провод, заземляющий переключатель, через сигнальный кабель (для подавления помех) и надев на последний трубчатую медную оплетку, которая заземлялась на корпус вблизи микропроцессора, образуя электростатический экран.

Рекомендуемая литература

1. EMI Shielding Engineering Handbook. Woburn, MA: Chomerics, Inc., 1985.
2. Interference Reduction Guide for Design Engineers, vol. 1. Springfield, VA: NTIS (AD 619 666), 1964.

3. *Cowdell R. B.* Simplified Shielding, 1967 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, Washington, D. C., July 18—20, 1967, p. 399—412.

4. *Cowdell R. B.* Simplified Shielding for Perforated Shields, 1968 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record, Seattle, WA, July 23—25, 1968, p. 308—316.

5. *Morrison R.* Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1967.

6. *Ott H. W.* Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. New York, John Wiley and Sons, Inc., 1976.

7. *Schelkunoff S. A.* Electromagnetic Waves. Princeton, NJ: D. Van Nostrand Co., Inc., 1943.

8. *White D. R. J.* A Handbook on Electromagnetic Shielding Materials and Performance, 2nd ed. Gainesville, VA: Don White Consultants, 1980.

9. *White D. R. J.* A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility, vol. 3. Gainesville, VA: Don White Consultants, 1973.

10. *White D. R. J.* Sheilding Design Methodology and Procedures. Gainesville, VA: Interference Control Technologies, 1986.

15

ФИЛЬТРАЦИЯ

Фильтры, как и экраны, часто используются в системах для подавления помех, которых можно было бы избежать при правильном конструировании. Такие средства очень дороги и могут повысить стоимость системы на 10—15 %, тогда как такую же помехоустойчивость можно обеспечить с помощью простых методов электронного конструирования, повышающих стоимость системы всего на 1 %. Это возрастание стоимости на 10—15 % обусловлено тем, что в плохо сконструированных системах возникают сильные помехи и приходится размещать дополнительные фильтры на ограниченной площади и решать проблемы заземления. Например, 100 снабженных фильтром 37-выводных соединителей стоят 37 долл., тогда как стоимость такого же количества соединителей без фильтров составляет около 4 долл.

Если средства фильтрации рассматривать как часть конструкции системы, при ее проектировании необходимо предусмотреть сплошные заземляющие слои и качественную развязку между входом и выходом, что повышает эффективность простых дешевых фильтров. При конструировании печатных плат очень важно предусмотреть дополнительные сквозные отверстия для возможного подсоединения конденсаторов или катушек индуктивности (тогда не придется заново конструировать плату). Действительно, добавление емкости или индуктивности в схему по существу способствует фильтрации. Так, шунтирующие или развязывающие цепи (рис. 5.1, 5.2, 6.1 и 8.6) фильтруют помехи в цепях питания, а схемы, показанные на рис. 7.6—7.8 и 8.3), избавляют систему от помех, создаваемых индукторами, двигателями и выпрямителя-

ми. Для предотвращения паразитных колебаний и прочих нежелательных явлений помехи в сигнальных цепях можно подавлять, добавляя в схему конденсаторы малой емкости, катушки малой индуктивности и ферритовые кольца (рис. 5.3, 5.5, 5.6, 7.1—7.3).

Ослабление помех при фильтрации достигается 1) шунтированием их на землю, 2) отражением их обратно к источнику, 3) рассеиванием (превращением их энергии в тепловую). Первые два способа обычно называют «применением грубой силы», поскольку в этих случаях импедансы фильтра и источника или нагрузки не подгоняются друг к другу. В большинстве случаев импедансы источника и нагрузки являются комплексными величинами и зависят от частоты, поэтому мы стараемся обеспечить практически прямое прохождение для рабочих сигналов и практически разомкнутую (или закороченную на землю) цепь для помех.

На рис. 15.1, *а* — 15.1, *д* показаны фильтры нижних частот, которые без искажения пропускают низкочастотные сигналы, но отражают высокочастотные. Такие фильтры наиболее распространены. Во многих случаях достаточно подключить конденсатор малой емкости или катушку индуктивности (рис. 15.1, *а* и *б*) вблизи помехосоздающих или чувствительных схем. Например, для подавления шума в громкоговорителях обычно достаточно подключить керамический дисковый конденсатор емкостью 0,01—0,03 мкФ между клеммами громкоговорителя и корпусом усилителя. Для наиболее эффективного подавления помех собственная резонансная частота конденсатора или катушки индуктивности должна лежать в середине полосы частот шума (рис. 2.5 и 2.7). Наилучшую защиту от выбросов и других переходных процессов обеспечивает *Т*-образный фильтр (рис. 15.1, *д*).

На рис. 15.1, *е* показан фильтр верхних частот, который ослабляет низкочастотную часть сигнала и пропускает без искажения высокочастотную часть. Такой же фильтр может использоваться, например, в ЧМ-приемниках для предотвращения помех, возникающих в результате эффектов низкочастотного выпрямления, от АМ-передатчиков персональной радио-

связи, ведущих передачи в низкочастотном диапазоне. На рис. 15.1, *ж* показан полосовой фильтр, пропускающий сигналы только в узкой полосе частот, а на рис. 15.1, *з* — узкополосный режекторный фильтр

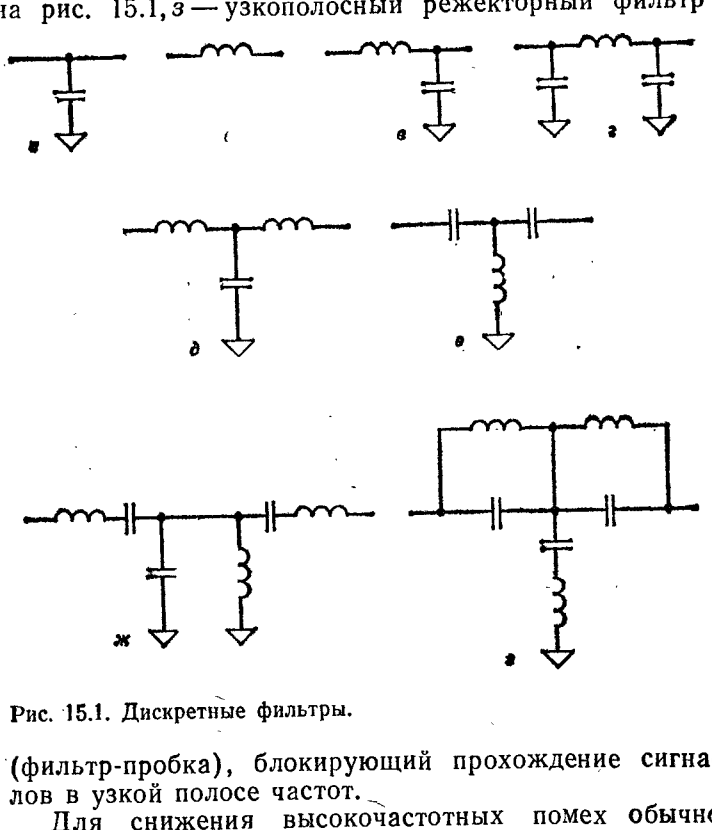

Рис. 15.1. Дискретные фильтры.

(фильтр-пробка), блокирующий прохождение сигналов в узкой полосе частот.

Для снижения высокочастотных помех обычно приходится подавлять сигналы в узкой полосе частот. С этой целью используют резонансные фильтры. Для сигналов частотой ниже 40 МГц к входу антенны можно подключить конденсатор с высокой добротностью и длинными выводами и, изменяя их длину, регулировать паразитную индуктивность конденсатора и настраивать его на резонансную частоту. Для блокирования помех частотой 40—100 МГц к сигнальному проводу можно последовательно подключить вы-

сокочастотный дроссель без сердечника, а затем настраиваться на резонансную частоту, растягивая или сжимая катушку. (*Замечание.* С помощью измерителя резонансной частоты на ламповом или транзисторном генераторе выберите резонансную частоту режекторного фильтра чуть ниже частоты помех, подключите

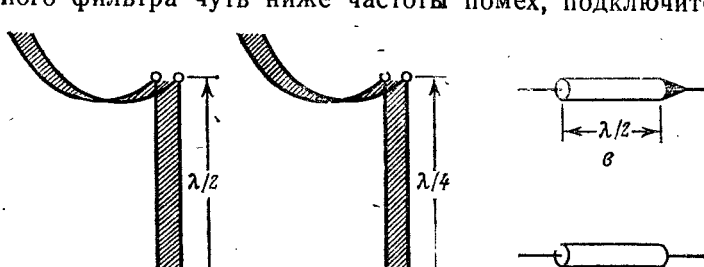

Рис. 15.2. Резонансные контуры схем режекции.

его к входу антенны и добейтесь минимального уровня помех.)

При частоте помех $\geqslant 100$ МГц можно пользоваться полуволновыми или четвертьволновыми режекторными фильтрами. Четвертьволновой фильтр представляет собой отрезок линии связи длиной $\lambda/4$ [м], разомкнутый на дальнем конце (рис. 15.2, *б* и *г*), а полуволновой контур состоит из отрезка линии связи длиной $\lambda/2$ [м], закороченный на дальнем конце (рис. 15.2, *а* и *в*). На рис. 15.2, *а* и *б* показаны двухпроводные режекторные фильтры сопротивлением 300 Ом, подключенные к антенне телевизора или радиоприемника, а на рис. 15.2, *в* и *г* — режекторные фильтры из коаксиального кабеля (экран одного из кабелей, показанного на рис. 15.2, *в*, припаян с правого конца к центральному проводнику). В любом случае при создании необходимых фильтров начальная длина линии связи, подсоединенной к телевизору или радиоприемнику, в которых возникают помехи, должна на 50—100 мм превышать требуемую длину. Измерив уровень помех, следует укоротить линию связи на ≈ 3 мм, затем вновь измерить уровень

помех, при необходимости еще раз укоротить линию связи $\approx$ на 3 мм и т. д. Укорачивать линию связи следует лишь до тех пор, пока уровень помех падает. Как только он начнет увеличиваться, эту процедуру следует прекратить — эффективность режекторного фильтра достигла максимума. Для двухпроводного режекторного фильтра с импедансом 300 Ом $\lambda \approx \approx 2{,}49 \cdot 10^8/f$ [м] (f в герцах), а для коаксиального кабеля RG-59U $\lambda \approx 2{,}37 \cdot 10^8/f$ [м]. Если необходимо расширить полосу блокируемых частот, то к концу четвертьволнового режекторного фильтра можно подсоединить резистор сопротивлением $\approx$200 Ом, а в случае полуволнового фильтра это сопротивление уменьшается до $\approx$5 Ом.

Поскольку индуктивные фильтры отражают высокочастотные сигналы, они могут быть причиной возникновения стоячих волн и, следовательно, повышения уровня излучаемых помех. Кроме того, индуктивные фильтры часто резонируют, так что сигналы на определенных частотах проходят сквозь фильтр без ослабления. При резонансе индуктивные фильтры могут вдвое повысить амплитуду помех и *усугубить проблему*!

При использовании фильтров с потерями, которые превращают энергию паразитных сигналов в тепло, такие проблемы не возникают. Простейшим таким фильтром является надетое на проводник ферритовое кольцо (рис. 15.3, *а*), которое на низких частотах является хорошим проводником, а на частотах 1—100 МГц его сопротивление равно 50—200 Ом. Кольца из марганцовисто-цинковых ферритов лучше всего применять для фильтрации помех частотой до 40 МГц, кольца из никель-цинковых ферритов с умеренной магнитной проницаемостью наиболее эффективны для подавления помех на частотах до 200 МГц, на частотах $>$ 200 МГц лучше всего подходят кольца из никель-цинковых ферритов с низкой магнитной проницаемостью. Импеданс проводника можно повысить, увеличив длину и толщину ферритовых колец, размещая вдоль проводника последовательно несколько колец (рис. 15.3, *б*) или пропустив его сквозь ферритовое кольцо несколько раз (рис. 15.3, *в*). Очень

удобны ферритовые кольца с шестью отверстиями: для подавления помех на частотах 0,5—1,0 МГц проводник сквозь ферритовое кольцо пропускают таким образом, чтобы образовалось 2,5 витка, для подавления помех частотой 1—10 МГц достаточно 1,5 витка, а для подавления помех частотой >10 МГц проводник пропускают сквозь ферритовое кольцо обычным

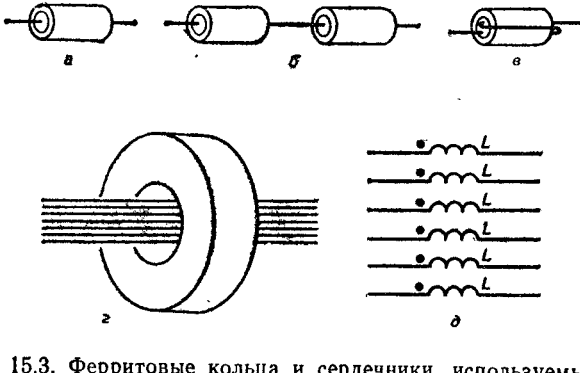

Рис. 15.3. Ферритовые кольца и сердечники, используемые в качестве фильтров.

образом. Ферритовые кольца эффективно подавляют и паразитные колебания, поскольку их перемещением вдоль базового вывода биполярного транзистора или вывода затвора полевого транзистора можно добиться уменьшения высокочастотной обратной связи без изменения режима работы схемы на низких частотах.

Обычно ферритовые кольца обеспечивают удовлетворительное функционирование схемы, пока постоянный ток не превышает 5 А, однако это предельное значение можно поднять, если в кольце сформировать небольшие воздушные зазоры. Очень эффективным способом фильтрации является пропускание сквозь ферритовые кольца всех сигнальных и силовых линий, подходящих к корпусу, и подключение к ним проходных конденсаторов. Для подавления высокочастотных помех, попадающих в телевизор или радиоприемник через сетевой шнур, один дисковый керамический конденсатор емкостью 0,01 мкФ, рассчитанный на 1,4 кВ,

можно подсоединить между проводом с высоким потенциалом и корпусом, а другой такой же конденсатор (с короткими выводами) — между нейтральным проводом и корпусом и обмотать силовой шнур вокруг ферритовой антенны диаметром ≈13 мм. Если высокочастотные помехи проникают в устройство через коаксиальный кабель, то его следует пропустить сквозь трубку в печатной плате, заполненную металлической «шерстью».

Если необходимо фильтровать помехи в нескольких сигнальных проводах кабеля, то его следует пропустить сквозь ферритовое кольцо или закрепить на нем две половины кольцевого сердечника для образования «синфазного» фильтра (рис. 15.3,*г*). Эквивалентная схема такого устройства показана на рис. 15.3,*е*. Поскольку индуктивность каждого отдельного проводника и взаимная индуктивность каждой пары проводников равны L [Гн], сигналы постоянного тока и дифференциальные сигналы распространяются беспрепятственно, а синфазные сигналы блокируются индуктивностью L [Гн].

При конструировании фильтров следует выбирать компоненты с соответствующими номинальными переменными напряжением и током и рабочим диапазоном температур. Правильный выбор компонентов особенно важен для фильтров подавления помех в цепях питания, где конденсатор должен выдерживать высокие пульсации тока, а катушки индуктивности должны быть рассчитаны на ток, по крайней мере вдвое превышающий номинальный ток фильтра. Эти катушки индуктивности должны состоять из нескольких секций для уменьшения распределенной емкости и предотвращения нежелательных резонансов. Длина выводов всех этих компонентов должна быть минимальной для снижения уровня излучаемых и воспринимаемых помех. При использовании фольговых конденсаторов (лучше всего, если края обкладок выступают) внешние обкладки (их выступающую часть) заземляют. Стандартные фольговые конденсаторы применяют для фильтрации помех частотой до ≈20 МГц, а слюдяные и стандартные керамические конденсаторы эффективны при фильтрации помех частотой до

≈200 МГц. Рабочие напряжения конденсаторов должны как минимум вдвое превышать максимальное напряжение на входе.

На рис. 15.4 показан фильтр кратковременных импульсных помех для подавления выбросов напряжения в шинах цифровых схем. Обычно хорошие результаты дает фильтр с постоянной времени RC-цепочки

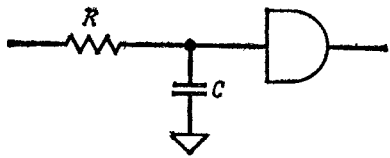

Рис. 15.4. Фильтр кратковременных импульсных помех для цифровых сигналов.

около 10 мкс. На рис. 15.5 представлена схема фильтра подавления помех в тиристорах. Номинальное рабочее напряжение конденсатора емкостью 0,1 мкФ должно быть не менее $1{,}67Vs$, где Vs — эффективное

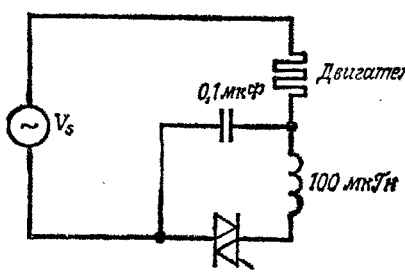

Рис. 15.5. Фильтры для тиристоров.

значение напряжения источника питания; например, номинальное напряжение конденсатора в схеме, работающей при переменном напряжении 120 В должно быть не менее 200 В. На рис. 15.6 показаны две схемы фильтров, используемых в двигателях постоянного тока. Здесь $C1$, $C2$ — керамические кондеисаторы емкостью 0,01—0,1 мкФ, $C3$, $C4$ — проходные конденсаторы, $L1$, $L2$ — высокочастотные дроссели и $L3$, $L4$ — ферритовые кольца. Конденсатор следует соединять

с экраном, расположенным вокруг двигателя, или с его кожухом.

Несколько лет назад у нас возникли трудности при испытаниях микропроцессоров на частоте 141 кГц (в спецификации были указаны тактовые частоты

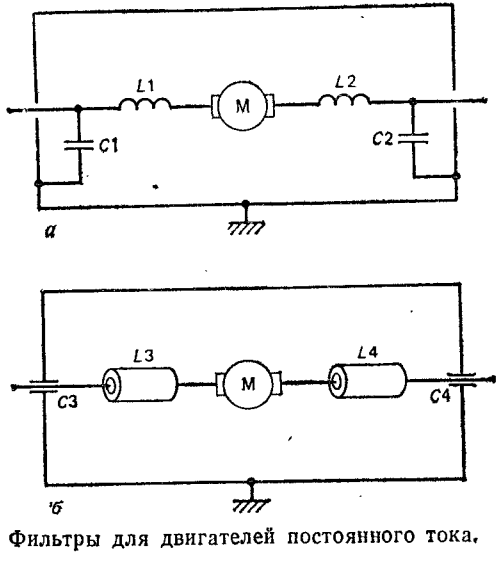

Рис. 15.6. Фильтры для двигателей постоянного тока.

6—12 МГц). Была разработана новая программа испытаний с использованием специальных плат ЗУПВ в измерительной установке, при которой тестер работал на частоте 200 кГц, а микропроцессор — на частоте 12 МГц. При работе с первыми тремя такими установками проблемы помех не возникали. Трудности появились при использовании четвертой установки: в одном из положений установки тестовая программа отказывала в 80 % испытаний, а в другом — в 30 %, причем отказы носили совершенно произвольный характер. Оказалось, что сигнал ALE на плате ЗУПВ сопровождался небольшим выбросом, который в 0,001 % случаев вносил путаницу в поступающую на микропроцессор информацию и вызывал отказы. При шунтировании шины ALE-сигналов на землю с помощью керамических конденсаторов емкостью 47—

390 пФ выброс исчезал и при этом не возникало побочных эффектов. Я остановил свой выбор на конденсаторе емкостью 200 пФ, который подключал между шиной ALE и землей на плате ЗУПВ. Этот способ оказался очень эффективным и с тех пор применялся во всех последующих измерительных установках.

Рекомендуемая литература

1. Consumer Electronics Systems Technician Interference Handbook — TV Interference. Washington, D. C.: Consumer Electronics Group/Electronics Industries Association.

2. Handbook on Radio Frequency Interference, vol. 3. Wheaton, MD: Frederick Research Corp., 1962.

3. *Darr J.* Eliminating Man-Made Interference. Indianapolis: Howard W. Sams and Co., Inc., 1960.

4. *Ott H. W.* Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. New York: John Wiley and Sons, 1976.

16

ПОИСК ИСТОЧНИКОВ ПОМЕХ И ИХ УСТРАНЕНИЕ

Помехи бывают двух типов — постоянные и перемежающиеся (возникающие время от времени). В первом случае помехи имеют один и тот же характер. Это позволяет относительно легко выявить их причину. Могут быть некоторые трудности при ее устранении, но если уж она устранена, то окончательно.

Во втором случае помехи появляются время от времени. Такое поведение сильно затрудняет выявление источника помех. Очень часто, когда кажется, что вы почти у цели, система вдруг начинает исправно функционировать, и мы не знаем, что мы для этого сделали. Такая ситуация всегда очень удручает, поскольку в девяти случаях из десяти помехи возникают именно в тот момент, когда в помещение входит шеф. И даже когда вам кажется, что источник помех выявлен и устранен, вы не можете быть уверены в том, что помехи не возникнут вновь.

Мне приходилось сталкиваться с подобными проблемами при конструировании испытательного оборудования. По существу всякий раз при подсоединении к тестеру новой печатной платы или какого-либо узла образуется новая система. Если некоторое изделие не выдерживает испытания, рано или поздно это может нарушить планы предприятия и начальство прикажет разобраться с тестером. (Поэтому я стараюсь конструировать в расчете на «худший» случай, чтобы избежать неприятностей.)

Накопленный опыт позволил выработать следующую процедуру нахождения и устранения причин перемежающихся помех.

1. Повысить уровень помех.

2. Отсоединить от системы максимальное число блоков, не влияющих на данный тип помех.

3. Тщательно изучить оставшиеся блоки, заменить те из них, которые вызывают подозрение, и вновь проверить систему.

4. Устранить неисправность в соответствующем блоке и убедиться в работоспособности системы.

Для выполнения 1-го этапа необходимо подобрать такое сочетание параметров компонентов схемы, при котором уровень помех будет максимальным. Приняв такую схему за исходную, меняйте напряжение питания, уровни сигналов и их синхронизацию, входные данные, температуру, словом, все, что может оказать влияние на уровень помех. Регистрируйте результаты этих экспериментов и они подскажут, где следует искать источник помех.

Отсоедините от схемы все компоненты, которые никак не связаны с помехами. Проверьте, цела ли лента с программой испытаний и надежно ли подсоединены кабели, убедитесь в исправности отсоединенных узлов. В конечном итоге следует выделить наименьшую совокупность аппаратных и программных средств, вызывающую помехи. Если при этом резко меняется поведение системы, возможно, найден неисправный блок или ошибка в программе. Теперь постарайтесь, чтобы система раскрыла свой секрет.

Внимательно изучите возникающие помехи. Выясните, при испытании какого блока наблюдаются помехи, каков их характер? Когда и где они возникают? Что еще происходит до, в продолжение и после них? Связаны ли помехи с механическими повреждениями, неправильным монтажом, различными электронными эффектами или с погрешностями программного обеспечения? Досконально проверьте все компоненты, фиксируя любые аномалии. Исследуйте сигналы с помощью высокочастотного осциллографа, начиная с выходных сигналов, свидетельствующих о наличии помех, и кончая сигналами на входе. Проверьте все входные и выходные штыри, а также заземляющие штыри и штыри подвода питания соединителей в

каждом блоке*. Измерьте времена нарастания и спада сигналов, выясните, нет ли выбросов, кратковременных или постоянных помех, «звона», паразитных колебаний или ступенчатых спада или нарастания фронтов сигналов. Выявите, как выглядят сигналы в тех случаях, когда при испытаниях системы возникают помехи и когда испытания проходят успешно, и каковы различия между ними. Каков уровень помех в цепях питания и заземления? Как реагирует система при прикосновении к выводу компонента пальцем или щупом осциллографа? Проконсультируйтесь с коллегами, они могут обратить ваше внимание на какую-то деталь, которую вы не заметили.

Измерьте уровень помех в цепях заземления с помощью осциллографа с полосой 100 МГц, активного щупа с 10-кратным усилением и короткого заземляющего проводника. Присоедините проводник к одной из точек заземления, прикоснитесь щупом к другой и измерьте максимальное напряжение между этими точками. Исследуйте все наиболее важные цепи заземления в системе и проверьте другие заземления. В цифровых схемах уровень помех в заземляющих цепях не должен превышать 150—300 мВ. Если этот уровень выше 500 мВ, вполне вероятно, что причина помех обнаружена. Тщательно изучите монтаж цепей питания и заземления, исключите заземления в виде гирлянды и паразитные контуры с замыканием на землю, убедитесь в наличии всех необходимых заземлений и надежности всех соединений и т. д. (гл. 10).

Измерьте напряжение питания каждой ИС на печатных платах, где возникают помехи, а также на панели и в кабелях. Если уровень помех между источником напряжения питания и землей превышает 250 мВ на печатной плате и 50 мВ на панели (для логических схем с эмиттерными связями эта величина не должна превышать 20 мВ), следует обратить внимание на шунтирующие цепи и цепи разводки питания.

---

* Иногда полезно через небольшую емкость поочередно замыкать на землю каждый из входов-выходов подозреваемого блока. Если вдруг на каком-то шаге сбои прекратятся — вы у цели. — *Прим. ред.*

Исследуйте сигналы, поступающие на ИС. Если на обоих фронтах сигналов наблюдается «звон», слишком велика индуктивность заземляющих цепей. Для ее уменьшения в этих цепях следует либо использовать конденсаторы и проводники с меньшей паразитной индуктивностью и переключать одновременно меньшее число сигналов, либо повысить нагрузочную емкость. Если «звон» наблюдается только на нарастающих фронтах (земля — питание) или они растянуты (по сравнению со спадающими), то следует повысить емкость блокировочного конденсатора.

При налични паразитных колебаний в аналоговых схемах следует проверить развязывающие цепи. Попытайтесь устранить эти колебания, подключив конденсаторы небольшой емкости между входом положительного напряжения и землей или к концам резисторов в цепи обратной связи или применив резисторы с малым сопротивлением в цепях, подключенных к входам положительного напряжения ОУ. Проверьте с помощью неоновой лампы, нет ли паразитных колебаний в усилителях мощности. Желтое свечение лампы свидетельствует о наличии низкочастотных колебаний, фиолетовое — высокочастотных колебаний.

Изменение характера помех во времени может быть вызвано нестационарными процессами в шинах питания. Большинство цифровых осциллографов последних моделей могут регистрировать даже единичные проявления таких процессов и тем самым оказать существенную помощь в выявлении подобных помех. Осмотрите систему, обеспечьте достаточное расстояние между чувствительными схемами и схемами — источниками мощных сигналов, исключите параллельное расположение проводников с высоким напряжением или током и проводников со слабыми сигналами, проверьте наличие и правильность заземления, экранирования и т. д. Подержите ладонь вблизи различных устройств: если характер помех меняется в зависимости от положения ладони, то их источником, по-видимому, является недостаточно эффективное или неправильное экранирование. Если один конец кабеля RG-58U подсоединить к осциллографу или радиопри-

емнику, а к другому концу припаять резистор сопротивлением 50 Ом, то вы получите чувствительный датчик наводок через экран.

Обнаружив причину помех, следует продумать способы ее устранения. Подключение конденсатора между сигнальной шиной и землей позволяет устранить лишь слабые помехи. В случае серьезных помех может потребоваться существенный пересмотр конструкции системы (изменение способов заземления, топологии ИС, замена кабелей, добавление экранов и фильтров).

После доработки конструкции системы следует вновь проанализировать ее работу в соответствии с этапом 3 процедуры поиска причин помех. Если на этот раз неполная система функционирует удовлетворительно, соберите ее полностью. Если и теперь система выдержала испытания, можно считать, что причины помех устранены. В противном случае повторите всю процедуру нахождения причины помех.

Если изделие предназначено для продажи, испытание его в процессе конструирования позволит сэкономить время и средства. Испытание электростатическим разрядом позволит обнаружить некачественные заземление, экранирование и фильтрацию, чувствительные к помехам кабели и печатные платы, а также различные неисправности в цепях питания, при небольших затратах на испытательное оборудование. Из книги [2] можно узнать, как организовать простую лабораторию электромагнитной совместимости и проводить наиболее важные испытания на электромагнитную совместимость. Отт [5] рекомендует измерять токи синфазных сигналов в кабелях с помощью токового зонда. В системе с длиной кабелей 1 м предельные значения токов синфазных сигналов для аппаратуры класса В (согласно классификации Федеральной комиссии связи США) не должны превышать 15 мкА, а для аппаратуры класса А — 5 мкА.

Пользуясь методами, описанными в [2], источники помех можно в ряде случаев найти, отсоединяя кабели от испытуемой системы. Если отсоединение какого-то кабеля уменьшает уровень излучаемых помех (который для кабелей длиной 1 м достигает макси-

мума в полосе частот 30—100 МГц), то источником помех являются дифференциальные сигналы, распространяющиеся в этом кабеле. Если же при отсоединении одного или нескольких кабелей уровень излучаемых помех не меняется, то источником могут быть синфазные сигналы. В этом случае придется увеличить времена нарастания и спада фронтов сигналов, обеспечить надежное заземление, установить «синфазные» фильтры или экранировать кабели. Если уровень помех не меняется при отсоединении всех кабелей, следует либо уменьшить площадь контура, образуемого синхросигналами, либо проверить монтаж цепей питания и заземления.

Итак, не существует универсального средства решения всех проблем, связанных с помехами. Каждый случай требует своего решения, поэтому следует внимательно проанализировать конструкцию. Будьте скептиком и подвергайте все сомнению. Постоянно спрашивайте себя: «Так ли это?» Если вы окончательно запутались, отдохните. Если есть какие-то подозрения, проверьте их. Попросите коллег осмотреть систему вместе с вами: вы могли что-то пропустить, а их вопросы могут навести на новый путь решения проблемы. Если перечисленные советы ни к чему не привели, еще раз перелистайте книгу и попытайтесь найти аналогичный случай, его причины и решение.

Рекомендуемая литература

1. *Darr J.* Eliminating Man-Made Interference. Indianapolis: Howard W. Sams and Co., Inc., 1960.
2. *Keenan R. K.* Digital Design for Interference Specifications. Pinellas Park, FL: TKC, 1983.
3. *Miller G. E.* Noise — the Silent Killer. ATE Seminar/Exhibit Proceedings, June 1968, p. 11-21—11-27.
4. *Nelson W. R.* Interference Handbook. Wilton, Conn.: Radio Publications, Inc., 1984.
5. *Ott H. W.* Noise Reduction Techniques in Electronic Systems. New Jork: John Wiley and Sons, 1976.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

КОНСТРУИРОВАНИЕ НА ХУДШИЙ СЛУЧАЙ

Конструирование на худший случай представляет собой простой метод расчета предельных режимов работы схем, которыми определяется удовлетворительная работа изделия в целом. Идею такого расчета подсказывает известный закон Мерфи: «Все, что может испортиться, обязательно испортится». Иными словами, наиболее критический компонент в схеме изменится сильнее всего и примет предельно допустимое значение, а все другие компоненты примут те значения с учетом производственных допусков, которые ухудшат выходные параметры схемы.

Расчет предельных режимов работы проводится в следующей последовательности:

1. Составьте спецификации для всех компонентов. Попытайтесь выяснить производственные допуски, предельно допустимые отклонения от номинальных значений (ПДО). Если ПДО неизвестно, воспользуйтесь простым методом его расчета, приведенным ниже.

2. Определите наиболее важные выходные параметры схемы: напряжение, ток, коэффициент усиления, частоту, сопротивление и т. д.

3. Начертите цепи, которые оказывают влияние на выходные параметры. Выпишите названия компонентов, их номинальные значения, производственные допуски и ПДО.

4. Определите наиболее критический *пассивный* компонент. Это компонент, изменение которого до его предельно допустимого значения может максимально снизить выходные параметры. Чтобы найти такой компонент, изучите схему, номиналы и предельные допуски компонентов. Если несколько компонентов с равной вероятностью претендуют на роль наиболее

критического, проанализируйте схему, рассматривая каждый из них как наиболее критический.

5. Задайтесь предельно допустимым значением наиболее критического компонента, которое снижает выходные параметры схемы.

6. Другим компонентам припишите те значения (с учетом производственных допусков), которые снижают выходные параметры схемы.

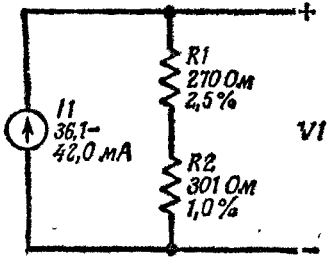

Рис. А.1. Простая схема, иллюстрирующая принцип расчета на худший случай.

7. Воспользуйтесь теми номинальными значениями напряжения источников питания и входных сигналов, которые снижают выходные параметры.

8. Рассчитайте выходные параметры схемы. Они будут отвечать *нижнему предельному режиму работы схемы.*

9. Повторите этапы 4—8 описанной процедуры и определите таким же образом значения компонентов, максимально повышающие выходные значения параметров схемы. Они будут отвечать *верхнему предельному режиму работы схемы.* (*Замечание.* Чаще всего верхний и нижний предельные режимы определяются одним и тем же компонентом.)

В качестве примера рассмотрим схему испытания платы печатающего устройства, показанную на рис. А.1. Здесь $I1$ — выходной ток ИС, управляющей печатающей головкой, $R1$ — резистор на плате, а $R2$ — резистор, моделирующий печатающую головку. Необходимо рассчитать $V1$ — выходное напряжение управляющей ИС, если $36{,}1 \leqslant I1 \leqslant 42{,}0$ мА, $R1 =$

$= 270$ Ом $\pm 2{,}5$ % (производственный допуск) и $R2 =$ $= 301$ Ом $\pm 1{,}0$ % (производственный допуск).

Предельно допустимые сопротивления резисторов не известны, поэтому для расчета ПДО воспользуемся правилом «умножения на три». Тогда ПДО для резистора $R1 \approx \pm 7{,}5$ %, а для резистора $R2 \approx \pm 3$ %.

Очевидно, что $V1 = I1(R1 + R2)$. Оба резистора в схеме играют одинаково важную роль и имеют близкие сопротивления, однако ПДО резистора $R1$ больше, поэтому в данной схеме он будет наиболее критическим компонентом. Если бы выбор наиболее критического компонента не был столь очевиден, следовало бы проанализировать работу схемы, выбрав в качестве наиболее критического вначале резистор $R1$, а затем $R2$.

Начнем с определения нижнего предельного режима работы схемы. Для получения минимальиого значения $V1$ сопротивления $R1$ и $R2$ также должны быть минимальными. Наиболее критическим компонентом является резистор $R1$, поэтому при расчете используем его ПДО, равное —7,5 %, т. е. сопротивление резистора $R1 = 270(1 - 0{,}075) = 249{,}75$ Ом. Резистор $R2$ не является наиболее критическим, поэтому при расчете используем производственный допуск —1,0 %, т. е. сопротивление $R2 = 301(1 - 0{,}010) =$ $= 297{,}99$ Ом. Ток $I1$ к пассивным «компонентам» не относится, следовательно, воспользуемся его минимальным номинальным значением: $I1 = 36{,}1$ мА. В итоге получим $V1 = 36{,}1$ мА $(249{,}75 + 297{,}99)$ Ом $=$ $= 19{,}773$ В. Это напряжение определяет нижний рабочий предел схемы.

Найдем теперь верхний предельный режим. Выберем $I1$, $R1$ и $R2$ максимально большими. Резистор $R1$ вновь является наиболее критическим, поэтому воспользуемся ПДО от его номинала и получим $V1 =$ $= 270(1 + 0{,}075) = 290{,}25$ Ом. Сопротивление $R2$ получим, зная производственный допуск: $R2 = 301(1 +$ $+ 0{,}010) = 304{,}01$ Ом. Зададимся верхним номинальным значением $I1 = 42{,}0$ мА и получим в результате $V1 = 42$ мА $(290{,}25 + 304{,}01)$ Ом $= 24{,}959$ В. Этот результат определяет верхний рабочий предел схемы. Таким образом, если при испытаниях данной печатной

платы $V1$ попадает в диапазон 19,773—24,959 В, можно считать, что плата выдержала испытания.

Эмпирические правила выбора значений некоторых параметров и их допусков. Значения параметров и допусков, требуемых при конструировании на худший случай, часто нелегко отыскать в спецификациях, или они могут вообще отсутствовать. Ниже приводится сводка значений некоторых параметров, взятых из различных спецификаций на стандартные компоненты; в этой сводке использован также богатый опыт фирмы IBM, накопленный при изготовлении и испытании печатных плат.

Биполярные транзисторы: $V_{be} \approx 0{,}35$ В — V_{be} (max), $V_{ce} \approx 0$ В — V_{ce} (max), $H_{fe} \geqslant 0{,}5$ H_{fe} (min). Сопротивление утечки переходов (коллектор—эмиттер, коллектор — база, эмиттер — база) $\geqslant 10$ кОм.

Электролитические конденсаторы: ПДО $\approx$ производственный допуск ± 40 %.

Неэлектролитические конденсаторы: ПДО $\approx$ 3 производственных допуска.

Пары Дарлингтона: $V_{be} \approx 0{,}70$ В — V_{be} (max), $V_{ce} \approx 0{,}35$ В — V_{ce} (max), $R_{be} \geqslant V_{be}$ (max)$/I_b$ или $R_{be} \geqslant V_{be}$ (max) H_{fe} (min)$/I_c$, $H_{fe} \geqslant 0{,}5$ H_{fe} (min).

Сопротивление утечки переходов (коллектор — эмиттер, коллектор — база, эмиттер — база) $\geqslant 10$ кОм.

Диоды: $V_f \approx 0{,}35$ В — V_f (max). Прямое динамическое сопротивление ≈ 1—12 Ом. Сопротивление утечки $\geqslant 10$ кОм (при напряжениях ниже пробивного).

Полевые транзисторы: $R_{ds} \approx 0$ Ом — R_{ds} (max), $I_d \leqslant 10 I_d$ (max).

Сопротивление утечки (исток — сток) $\geqslant 10$ кОм.

Катушки индуктивности: ПДО ≈ 3 производственных допуска.

Интегральные схемы: допуски на сопротивление резисторов ± 50 %, согласование резисторов $\approx \pm 3$ %.

Напряжение туннельного пробоя перехода эмиттер — база 6,6—7,4 В.

Ток утечки транзистора при разомкнутом коллекторе —250— +250 мкА.

Времена задержки, времена распространения, времена нарастания и спада фронтов сигналов могут

меняться от половины типичного значения до максимального номинального значения.

Значения других параметров аналогичны значениям соответствующих параметров дискретных компонентов.

Реле: контактное сопротивление ≈ 0—1,5 Ом.

Резисторы: ПДО $\approx$ 3 производственных допуска.

Пружинные щупы: контактное сопротивление ≈ 0—2 Ом.

Переключатели: контактное сопротивление ≈ 0—1,5 Ом.

Рекомендуемая литература

1. *Blakeslee T. R.* Digital Design with Standard MSI and LSI. New York: John Wiley and Sons, 1975.

2. *Taylor N. H.* Designing for Reliability, Proceedings of the IRE, 45 : 6 (June 1957), p. 811—822.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

СВОЙСТВА ТИПИЧНЫХ ПРОВОДНИКОВ

В табл. Б.1 приведены наиболее важные свойства проводников, которые обычно используются в электронных системах. Диэлектрическая проницаемость всех хороших проводников $\varepsilon \approx 8{,}854$ пФ/м ($\varepsilon_r \approx 1$), а другие свойства зависят от химического состава материала, его обработки и окружающих условий. Например, путем соответствующей термообработки магнитную проницаемость $\mu = 1{,}257\mu_r$ [мкГн/м] ряда никелевых сплавов можно повысить в 100 раз.

Номер группы указывает на относительную гальваническую активность проводников. К группе I относятся химические элементы и материалы с наиболее выраженными анодными свойствами (с высокой гальванической активностью), а к группе V — материалы с наиболее выраженными катодными свойствами (гальванически неактивные). Проводники одной группы совместимы и при контакте во влажных условиях не

Таблица Б.1. Свойства типичных проводников

Материал	Группа	ρ при 20 °С, нОм·м	μ_r	Плотность, кг/м³
Алюминий	II	27	1	2 700
Алюминиевые сплавы	II	27—86	1	2 570—2 930
Сплав бериллий — медь	V	37—102	1	8 250
Латунь	V	61—110	1	8 350—8 700
Бронза	V	91—212	1	7 570—8 850
Кадмий	II	73	1	8 640
Хром	IV	132	1	7 100
Медь	V	17.2	1	8 960
Золото	V	22	1	19 300
Графит	V	6 800—33 000	1	2 300—2 720
Железо	III	101	60—7 000	7 870
Свинец	III	206	1	11 680
Магний	I	42	1	1 740
Магниевые сплавы	I	50—143	1	1 750—1 870
Метглас	III	1250	62 000—1 100 000	7 280
Монель-металл	V	510—614	1	8 460—8 830
Мю-металл	III	550—600	15 000—150 000	8 800
Никель	IV	69	50—530	8 900
Сплав никель—серебро	IV	290	1	8 800
Пермаллой	III	260—900	400—400 000	8 100—8 800
Платина	V	106	1	21 450
Серебро	V	16	1	10 500
Припой оловянно-свинцовистый	III	150	1	8 890
Мягкая сталь	III	100—197	120—2 000	7 860
Нержавеющая сталь	IV	560—780	1	7 730—7 960
Супермаллой	III	550—600	50 000—1 000 000	8 800
Олово	III	126	1	7 300
Титан	V	540	1	4 500
Сплавы титана	V	482—1700	1	4 420—4 860
Цинк	II	60	1	7 140

подвержены коррозии, однако при контакте проводников, относящихся к различным группам, во влажной среде наблюдается коррозия, причем более активные проводники корродируют быстрее.

Рекомендуемая литература

1. Bolz R. E., Tuve G. L., eds. Handbook of Tables for Applied Engineering Science, 2nd ed. Cleveland: CRC Press, Inc., 1973.
2. *Smithells C. J.* Metals Reference Book, 5th ed. Boston: Butterworths, 1976.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

СВОЙСТВА ТИПИЧНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

В табл. В.1 приведены наиболее важные свойства диэлектриков, используемых обычно в электронных системах. Все хорошие диэлектрики имеют магнитную проницаемость $\mu \approx 1{,}257$ [мкГн/м] ($\mu_r \approx 1$), а их другие свойства зависят от химического состава, методов обработки и окружающих условий. Так, введение специальных добавок в титанат бария может повысить его диэлектрическую проницаемость $\varepsilon \approx \approx 8{,}854\varepsilon_r$ [пФ/м] в 600 раз.

Многие диэлектрики представляют собой сложные химические соединения, так что их электрические свойства могут меняться в очень широких пределах. Поэтому следует либо так конструировать систему, чтобы эти изменения не сказывались на ее функционировании, выбирать такие материалы, свойства которых не меняются даже в самых неблагоприятных условиях, либо контролировать химический состав материала, процессы обработки и внешние условия с тем, чтобы уменьшить изменения его свойств.

Рекомендуемая литература

1. Bolz R. E., Tuve G. L., eds. Handbook of Tables for Applied Engineering Science, 2nd ed. Cleveland: CRC Press, Inc., 1973.

2. Harper Ch. A., ed. Handbook of Materials and Processes for Electronics. New York: McGraw-Hill Book Co., 1975.
3. Harper Ch. A., ed. Handbook of Plastics and Elastomers. New York: McGraw-Hill Book Co., 1975.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

СВОЙСТВА ОДИНОЧНЫХ ПРОВОДНИКОВ

Любую проводящую среду (контактную площадку на печатной плате, сплошной слой земли и т. д.) можно представить в виде последовательно соединенных сопротивления и индуктивности, полное сопротивление которых для сигналов частотой f [Гц] можно представить в виде

$$|Z| = [R^2 + (2\pi f L)^2]^{1/2} \text{ [Ом]}.$$

Сопротивление R [Ом] зависит от длины, эффективного поперечного сечения и удельного сопротивления проводника, а индуктивность L [Гн] — от длины, эффективного поперечного сечения, магнитной проницаемости и формы проводника. Кроме того, на индуктивность оказывают влияние близкорасположенные металлические элементы конструкции и цепи обратного тока. (*Замечание.* Формулы в этом приложении выведены в предположении, что проводник удален от цепей обратного тока на значительное расстояние.)

Как показано в приложении 3, эффективное поперечное сечение зависит от толщины скин-слоя

$$\delta = [\rho/(\pi\mu_0\mu_r f)]^{1/2} \text{ [м]},$$

где ρ — удельное сопротивление проводника [Ом·м], $\mu_0 \approx 1{,}257$ [мкГн/м] и $\mu_r \approx 1$ (для немагнитных проводников). На расстоянии x [м] от поверхности проводника плотность тока рассчитывается по формуле

$$I(x) \approx I(0) \exp(-x/\delta) \text{ [А/м}^2\text{]},$$

где $I(0)$ — плотность тока на поверхности в единицах [А/м^2]. Низкочастотные сигналы распространяются

Таблица В.1. Свойства типичных диэлектриков

Материал	ρ, Ом·м	ε_r	Коэффициент затухания	Пробивное напряжение, МВ/м
Сополимер акрилонитрила, бутадиена и стирола (АБС)	$1 \cdot 10^{13}$—$1 \cdot 10^{15}$	2,4—5,0	0,0030—0,0150	11,8—17,7
Поликарбоиат иа основе АБС	$1 \cdot 10^{13}$—$4 \cdot 10^{14}$	2,4—5,0	0,0030—0,0130	13,8—18,1
Полиакрилат	$1 \cdot 10^{12}$—$2 \cdot 10^{14}$	2,2—4,5	0,0040—0,0600	13,8—19,7
Воздух	$1 \cdot 10^{9}$	1,00059	0,0000	9,4
Оксид алюминия	$1 \cdot 10^{9}$—$1 \cdot 10^{12}$	4,5—11,2	0,0002—0,0100	1,6—17,7
Титанат бария	$1 \cdot 10^{6}$—$1 \cdot 10^{13}$	15,0—10 000	0,0002—0,0560	2,0—11,8
Оксид бериллия	$1 \cdot 10^{12}$—$1 \cdot 10^{15}$	5,8—9,0	0,0003—0,0100	8,9—12,0
Эпоксидная смола	$1 \cdot 10^{10}$—$1 \cdot 10^{12}$	2,0—5,0	0,0010—0,0500	11,8—15,7
Стекло G-10/эпоксидная смола	$1 \cdot 10^{9}$—$4 \cdot 10^{15}$	3,5—5,9	0,0030—0,0870	11,8—23.6
Боросиликатное стекло	$1 \cdot 10^{6}$—$1 \cdot 10^{15}$	3,5—6,8	0,0006—0,0050	13,2—19,7
Натриево-кальциевое стекло	$1 \cdot 10^{4}$—$1 \cdot 10^{10}$	5,9—8,3	0,0010—0,0110	0,8—60,3
Каптон	$1 \cdot 10^{14}$—$1 \cdot 10^{15}$	3,3—3,5	0,0020—0,0140	15,7—138
Кайиар	$3 \cdot 10^{11}$—$2 \cdot 10^{12}$	6,4—8,4	0,0180—0,1700	10,2—78,7
Лексан	$6 \cdot 10^{13}$—$5 \cdot 10^{14}$	2,9—3,5	0,0001—0,0180	14,3—20,9
Слюда	$1 \cdot 10^{12}$—$1 \cdot 10^{15}$	5,4—9,2	0,0002—0,0120	3,0—236
Майлар	$1 \cdot 10^{10}$—$1 \cdot 10^{16}$	2,8—7.3	0,0020—0,0600	10,8—138
Найлон	$2 \cdot 10^{9}$—$1 \cdot 10^{16}$	3,1—7,6	0,0090—0,6000	11,8—110
Изоляционная бумага	$2 \cdot 10^{11}$—$1 \cdot 10^{17}$	2,0—6,0	0,0035—0,0100	9.8—19.7

Фенолоальдегидный полимер	$1 \cdot 10^7$—$1 \cdot 10^{12}$	4,0—21,0	0,0050—0,6400	4,7—15,7
Плексиглас	$1 \cdot 10^{12}$—$2 \cdot 10^{14}$	2,2—4,5	0,0040—0,0600	13,8—19,7
Полиамид	$2 \cdot 10^9$—$1 \cdot 10^{16}$	3,1—7,6	0,0090—0,6000	11,8—110
Поликарбонат	$6 \cdot 10^{13}$—$5 \cdot 10^{14}$	2,9—3,5	0,0001—0,0180	14,3—20,9
Сложные полиэфиры	$1 \cdot 10^{10}$—$1 \cdot 10^{16}$	2,8—7,3	0,0020—0,0600	10,8—138
Полиэтилен	$1 \cdot 10^{13}$—$1 \cdot 10^{16}$	2,2—2,6	0,0001—0,0060	5,2—59,1
Полиимид	$1 \cdot 10^{14}$—$1 \cdot 10^{15}$	3,3—3,5	0,0020—0,0140	15,7—138
Полифениленоксид	$1 \cdot 10^{16}$—$1 \cdot 10^{17}$	2,6	0,0003—0,0009	15,7—21,7
Полипропилен	$1 \cdot 10^{13}$—$1 \cdot 10^{15}$	2,0—2,8	0,0001—0,0070	17,7—29,5
Полистирол	$1 \cdot 10^{11}$—$1 \cdot 10^{15}$	2,4—4,8	0,0001—0,0050	7,9—125
Поливинилхлорид	$1 \cdot 10^8$—$1 \cdot 10^{14}$	2,8—9,0	0,0060—0,1500	8,9—44,7
Фарфор	$1 \cdot 10^8$—$1 \cdot 10^{13}$	4,5—10,5	0,0002—0,0500	1,6—15,7
Плавленый кварц	$3 \cdot 10^5$—$1 \cdot 10^{10}$	3,7—3,9	0,0001—0,0009	16,1—39,4
Резина	$1 \cdot 10^6$—$1 \cdot 10^{15}$	2,1—13,0	0,0023—0,0700	5,9—41,3
Силиконовый каучук	$1 \cdot 10^3$—$1 \cdot 10^{12}$	3,2—6,3	0,0020—0,0200	7,5—18,3
Пластик на основе сополимеров тетрафторэтилена и гексафторпропилена	$1 \cdot 10^{16}$—$2 \cdot 10^{18}$	2,1	0,0002—0,0003	19,7—118
Политетрафторэтилен/стекло	$1 \cdot 10^4$—$1 \cdot 10^{14}$	2,2—5,0	0,0003—0,0040	9,8—63,0
Политетрафторэтилен	$1 \cdot 10^{16}$	2,0—2,2	0,0001—0,0002	5,6—33,5
Вакуум	$1 \cdot 10^9$	1,00000	0,0000	37,0—122
Ламинат на бумажной основе, пропитанной фенолальдегидной смолой	$1 \cdot 10^8$	4,1—5,3	0,0350—0,0500	12,6—25,6

практически равномерно по всему объему проводника, а распространение высокочастотных сигналов происходит, в основном в тонком приповерхностном слое проводника толщиной δ [м]. Этот скин-эффект

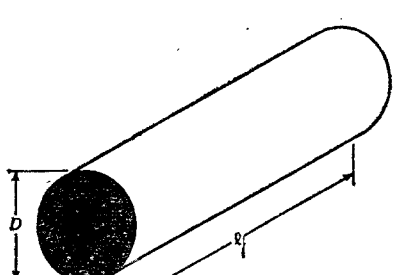

Рис. Г.1. Прямолинейный отрезок проводника круглого сечения.

резко увеличивает сопротивление проводника и слегка уменьшает его индуктивность.

На рис. Г.1 показан прямолинейный проводник круглого сечения диаметром D и длиной l [м] с удельным сопротивлением ρ [Ом·м] и относительной магнитной проницаемостью μ_r. На низких частотах, $f \leqslant f_b = 16\rho/(\pi\mu_0\mu_r D^2)$ [Гц],

$$R \approx 4\rho l/\pi D^2 \text{ [Ом]},$$

$$L \approx (\mu_0 l/2\pi)[\ln(4l/D) + \mu_r/4 - 1 + 0{,}389D/l] \text{ [Гн]}.$$

На высоких частотах, $f > f_b$ [Гц],

$$R \approx \rho l/\pi D\delta \text{ [Ом]},$$

$$L \approx (\mu_0 l/2\pi)[\ln(4l/D) + \mu_r\delta/D - 1 + 0{,}5D/l] \text{ [Гн]}.$$

Если из этого проводника образовать кольцо, то его низкочастотная индуктивность определяется выражением

$$L \approx (\mu_0 l/2\pi)[\ln(8l/\pi D) + \mu_r/4 - 2] \text{ [Гн]}.$$

На рис. Г.2 показана частотная зависимость импеданса медных проводников различного диаметра длиной 1 м. При $f < 1$ кГц импеданс определяется

активным сопротивлением, а при $f > 100$ кГц доминирующую роль играет индуктивность.

Номинальный диаметр проволоки калибра N (согласно принятому в США сортаменту) вычисляется по формуле

$$D \approx 0{,}00825\,(0{,}89054)^N \text{ [м]}$$

и имеет допуск $+0{,}5\ \% \ldots -1\ \%$ или $\pm 2{,}54$ мкм (в зависимости от того, какой из этих допусков боль-

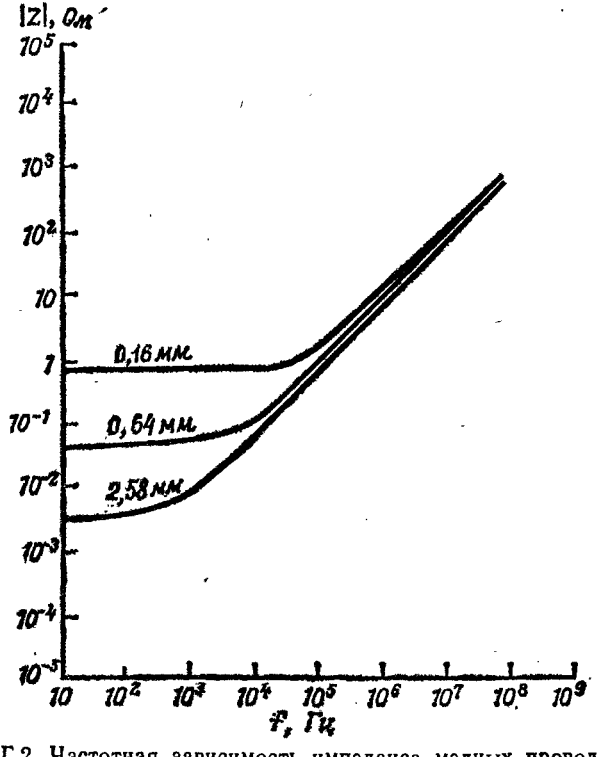

Рис. Г.2. Частотная зависимость импедаиса медиых проводииков круглого сечения длиной 1 м.

ше). Номинальный диаметр многожильного провода калибра N вычисляется по формуле

$$D \approx 0{,}00971\,(0{,}89054)^N \text{ [м]}.$$

В этом случае допуск на диаметр зависит от числа жил и достигает 10 %.

На рис. Г.3 показана прямоугольная контактная площадка (на печатной плате) шириной W, толщиной $T \leqslant W$ и длиной l [м] с удельным сопротивле-

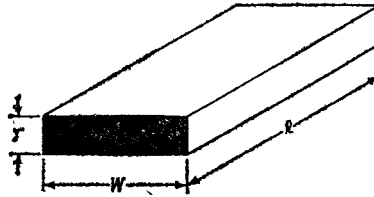

Рис. Г.3. Прямоугольная контактная площадка на печатной плате.

нием ρ [Ом·м] и относительной магнитной проницаемостью μ_r. На низких частотах, $f \leqslant f_b = 4\rho(W + T)^2/(\pi\mu_v\mu_r W^2T^2)$ [Гц],

$$R \approx \rho l/WT \text{ [Ом]},$$

$$L \approx (\mu_v l/2\pi)\{\ln[2l(W+T)] + 0{,}5 + 0{,}2235(W+T)/l\} \text{ [Гн]}.$$

На высоких частотах, $f > f_b$ [Гц],

$$R \approx \rho l/2(W+T)\delta \text{ [Ом]},$$

$$\text{GMD} \approx (T+W)[0{,}2929 - 0{,}0698(W-T)^2/(W+T)^2] \text{ [м]},$$

$$L \approx (\mu_v l/2\pi)[\ln(2l/\text{GMD}) - 1 + (\text{GMD}/l)] \text{ [Гн]}.$$

На рис. Г.4 показана частотная зависимость импеданса медных контактных площадок и перемычек различной толщины. При $f < 10$ кГц импеданс определяется активным сопротивлением, а при $f > 100$ кГц — индуктивностью. Импеданс сплошных перемычек несколько ниже импеданса плетеных перемычек того же размера вследствие неоднородностей, вносимых переплетением проводников.

У печатных плат, фольгированных медью, толщина медного слоя составляет 35,6 мкм ± 10 %. Допуск на ширину контактных площадок приблизительно равен

удвоенной толщине медного слоя. Номинальная толщина алюминиевого листа калибра N вычисляется по

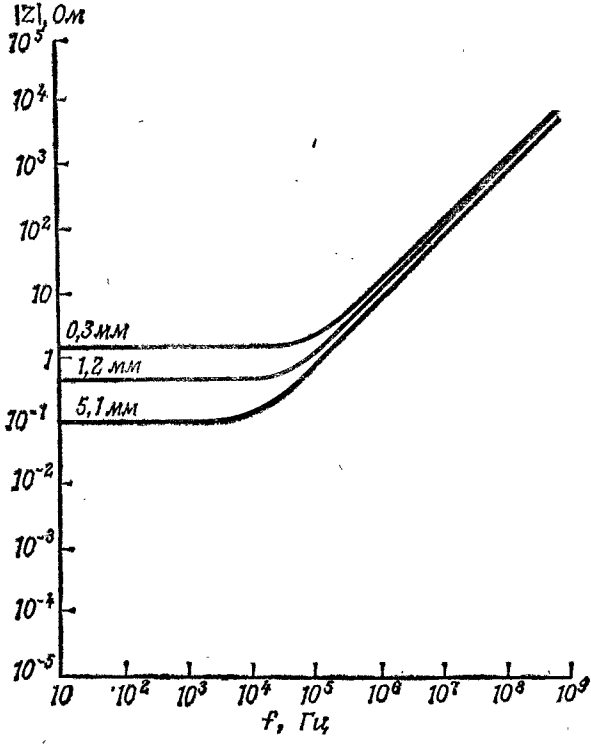

Рис. Г.4. Частотная зависимость импеданса контактной площадки на печатной плате (длина площадки 1 мм, толщина 36 мкм).

формуле

$$T \approx 0{,}00838\,(0{,}89051)^N \text{ [м]},$$

а стального листа — по формуле

$$T \approx 0{,}0102\,(0{,}89156)^N \text{ [м]}.$$

На рис. Г.5 показан сплошной металлический слой земли толщиной T [м] с удельным сопротивлением ρ [Ом·м] и относительной магнитной проницаемостью

μ_r. Положив $x = T/\delta$, получим

$$R = \frac{\rho\,[1 - e^{-x}(\cos x - \sin x)]}{\delta\,(1 - 2e^{-x}\cos x + e^{-2x})}\ [\text{Ом}],$$

$$L = \frac{\rho\,[1 - e^{-x}(\cos x - \sin x)]}{2\pi f\delta\,(1 - 2e^{-x}\cos x + e^{-2x})}\ [\text{Ом}].$$

На низких частотах, $f \leqslant f_b = \rho/(\pi\mu_v\mu_r T^2)$ [Гц],

$$R \approx \rho/T\ [\text{Ом}], \quad L \approx \rho/2\pi fT\ [\text{Гн}].$$

На высоких частотах, $f > f_b$ [Гц],

$$R \approx \rho/\delta\ [\text{Ом}], \quad L \approx \rho/2\pi f\delta\ [\text{Гц}].$$

На рис. Г.6 представлена частотная зависимость импеданса участков бесконечного металлического

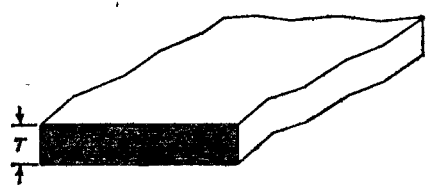

Рис. Г.5. Сплошной металлическнй слой земли.

сплошного слоя земли различной толщины. Импеданс очень мал и не зависит от длины участка. В случае сплошного слоя земли конечных размеров расчетный импеданс соответствует только импедансу участков в середине слоя, тогда как импеданс участков вблизи краев и углов может превышать расчетный в 4 раза.

На рис. Г.7 показана прямая тонкостенная трубка с внешним диаметром D, толщиной стенок $T \ll D$ и длиной l [м] с удельным сопротивлением ρ [Ом·м] и относительной магнитной проницаемостью μ_r. На низких частотах, $f \leqslant f_b = \rho/(\pi\mu_v\mu_r T^2)$ [Гц],

$$R \approx \rho l/\pi DT\ [\text{Ом}],$$

$$L \approx (\mu_v l/2\pi)[\ln(4l/D) + \mu_r T/D - 1 + 0{,}5D/l]\ [\text{Гн}].$$

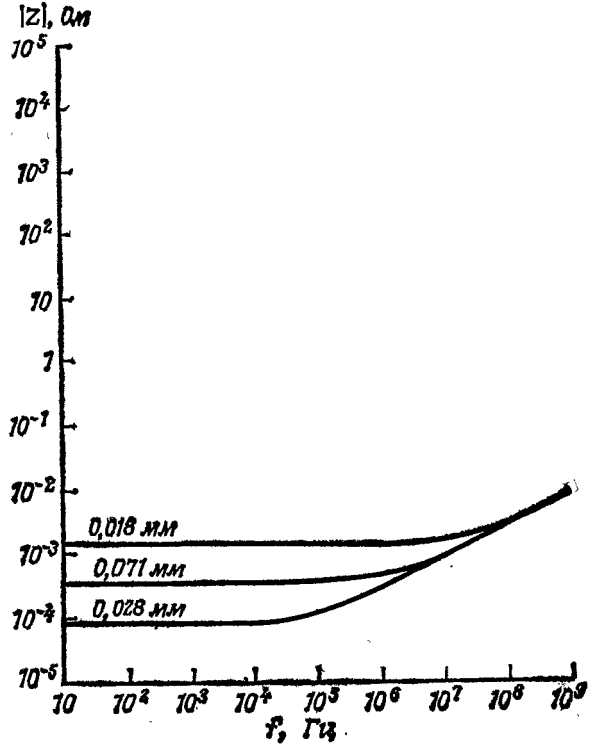

Рис. Г.6. Частотная зависимость импеданса медного сплошного слоя земли.

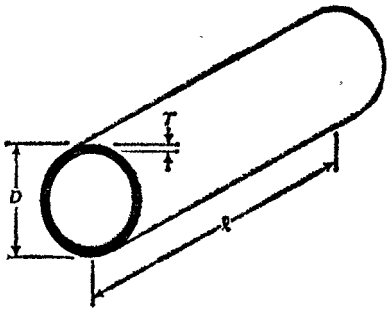

Рис. Г.7. Прямолинейный отрезок тонкостенной трубки.

На высоких частотах, $f > f_b$ [Гц],

$$R \approx \rho l/\pi D\delta \text{ [Ом]},$$

$$L \approx (\mu_0 l/2\pi)[\ln(4l/D) + \mu_r\delta/D - 1 + 0{,}5D/l] \text{ [Гн]}.$$

На рис. Г.8 показана частотная зависимость импеданса медных трубок длиной 1 м при различной толщине стенок. Медные трубки являются почти идеальными проводниками, поскольку они прочны, доступны и при высоких частотах имеют относительно низкий импеданс для своей массы.

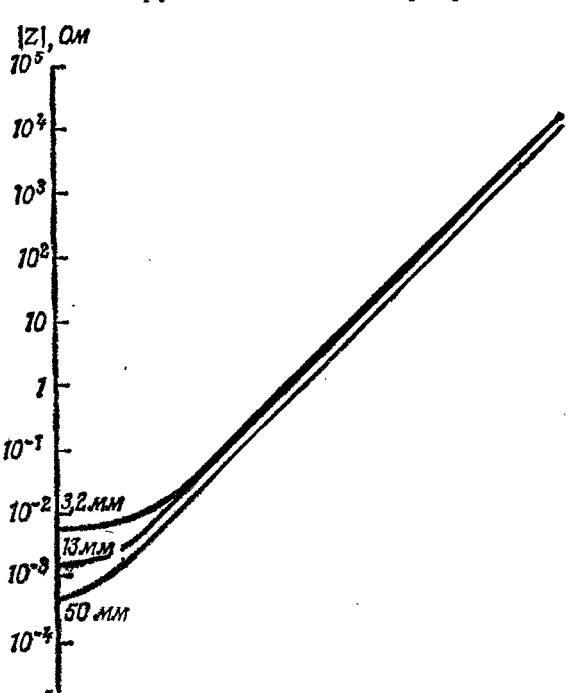

Рис. Г.8. Частотная зависимость импеданса круглых медных трубок длиной 1 м.

На рис. Г.9 показаны частотные зависимости импедансов типичных стальных, алюминиевых и медных проводников и сплошных заземляющих слоев, иллюстрирующие влияние типа и материала проводящей

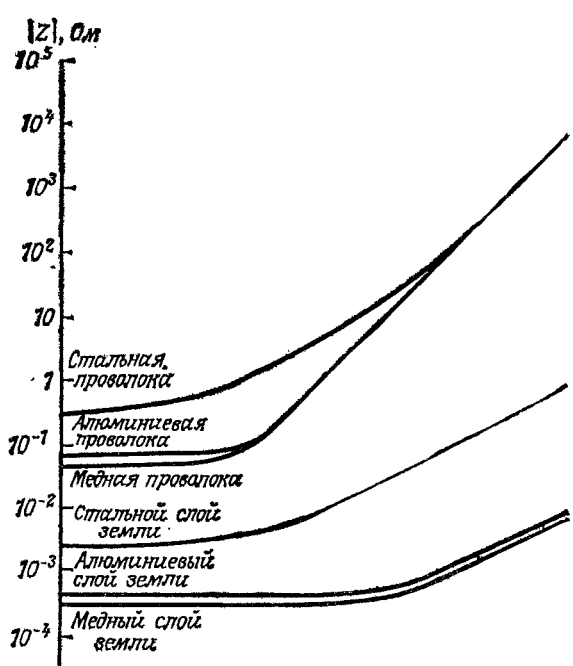

Рис. Г.9. Влияние типа и материала проводящей среды на частотную зависимость ее импеданса.

среды на ход кривой импеданса. Обратите внимание на различные наклоны кривых при высоких частотах: импеданс проводников пропорционален частоте, а импеданс заземляющих слоев — квадратному корню из частоты.

Рекомендуемая литература

1. *Grover F. W.* Inductance Calculations. Instrument Society of America, 1973.
2. *Ramo S., Whinnery J. R., van Duzer T.* Fields and Waves in Communication Electronics. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1965.
3. *Terman F. E.* Radio Engineers Handbook. New York: McGraw-Hill Book Co., Inc., 1943.
4. *White D. R. J.* EMI Control in the Design of Printed Circuit Boards and Backplanes. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1981.

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

СВОЙСТВА ЛИНИЙ СВЯЗИ

Два или более параллельных проводников, по которым текут одинаковые токи в противоположных направлениях, образуют линию связи. Ее электрические свойства зависят от формы, размеров, положения и диэлектрической проницаемости проводников и диэлектриков. Если проводники однородны и обладают низким удальным сопротивлениём, импеданс линии связи остается практически неизменным в диапазоне частот 0—100 МГц и выше.

В большинстве случаев электромонтаж системы можно представить в виде цепей, образованных линиями связи без потерь. Проводники в кабелях обычно имеют волновой импеданс 50—300 Ом, контактные площадки на печатных платах — 50—120 Ом, а скрученные и одиночные проводники — 100—200 Ом.

Рабочие характеристики линии связи определяются преимущественно ее длиной. «Короткой» по определению называется линия связи, в которой время задержки распространения сигнала от передатчика к дальнему концу меньше половины времени нарастания или спада фронта сигнала. Кратковременные импульсные помехи успевают вернуться к передатчику до завершения процесса изменения сигнала и исчезают на нарастающих или спадающих фронтах. Для анализа схемы можно пользоваться обычными моде-

лями с сосредоточенными параметрами и при необходимости моделировать емкость монтажа эквивалентными дискретными конденсаторами.

«Длинной» по определению будет линия связи, в которой время задержки превышает половину вре-

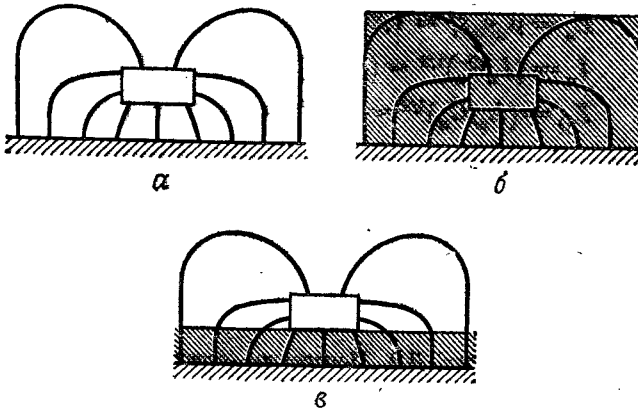

Рис. Д.1. Влияние диэлектриков на среднюю относительную диэлектрическую проницаемость линии связи: *а* — в воздухе, *б* — в толстом слое диэлектрика, *в* — в тонком слое диэлектрика.

мени нарастания или спада фронта сигнала. Различные помехи (всевозможные выбросы, «звон» и т. д.) появляются в линии связи после окончания фронтов сигналов и могут серьезно нарушить работу схемы. При анализе таких схем следует пользоваться моделями с распределенными параметрами и учитывать временные задержки, оконечные нагрузки линии связи и ее однородность (см. приложение Е).

Линию связи без потерь можно охарактеризовать средней относительной магнитной проницаемостью μ_r', средней относительной диэлектрической проницаемостью ε_r' и коэффициентом формы *sf*. Если проводники немагнитные и расположены на значительном удалении от магнитных материалов, то $\mu_r' \approx 1$. Если проводники находятся преимущественно на воздухе или в вакууме (рис. Д.1, *а*), то $\varepsilon_r' \approx 1$. Если проводники окружены каким-либо диэлектриком (рис. Д.1, *б*), то

$\varepsilon_{r'} \approx \varepsilon_r$ диэлектрика. Если одна часть проводников находится на воздухе (в вакууме), а другая часть — в диэлектрике (рис. Д.1, *в*), $1 < \varepsilon_{r'} < \varepsilon_r$ диэлектрика. Для длинной линии связи без потерь имеем

$$C_u = \varepsilon_v \varepsilon_{r'} / sf \approx 8{,}854 \varepsilon_{r'} / sf \text{ [пФ/м]},$$

$$L_u = \mu_v \mu_r sf \approx 1{,}257 \mu_{r'} sf \text{ [мкГн/м]},$$

$$t_u = (L_u C_u)^{1/2} \approx (\mu_{r'} \varepsilon_{r'})^{1/2} / 2{,}998 \cdot 10^8 \text{ [с/м]},$$

$$Z_O = (L_u / C_u)^{1/2} \approx 376{,}7 \, (\mu_{r'} / \varepsilon_{r'})^{1/2} sf \text{ [Ом]}.$$

Диэлектрическая проницаемость вакуума и воздуха равна $\varepsilon_v \approx 8{,}854$ пФ/м, магнитная проницаемость $\mu_v \approx 1{,}257$ мкГн/м. Если несколько немагнитных проводников с тонким изолирующим слоем (или

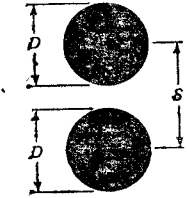

Рис. Д.2. Поперечное сечение двухпроводной линии связи.

без него) образуют линию связи, импеданс которой в воздухе ($\mu_r \approx 1$, $\varepsilon_r \approx 1$) Z_O [Ом], то эти выражения можно переписать в следующем виде:

$$C_u \approx 3{,}34 / Z_O \text{ [нФ/м]}, \quad L_u \approx 3{,}34 Z_O \text{ [нГн/м]},$$

$$t_u \approx 3{,}34 \text{ [нс/м]}.$$

Если изолирующий слой толстый и емкость C_u [Ф/м] известна, то получим следующие выражения:

$$L_u \approx C_u Z_O^2 \text{ [Гн/м]}, \quad t_u \approx C_u Z_O \text{ [с/м]}.$$

Коэффициент формы линии связи зависит только от формы, размеров и расположения проводов. Для двухпроводной линии связи (рис. Д.2) его можно вычислить по формуле

$$sf = (1/\pi) \ln [S/D + (S^2/D^2 - 1)^{1/2}],$$

где D — диаметр каждого провода. Если диаметры проводов различны ($D1$ и $D2$), это выражение приии-

мает вид

$$sf = (1/2\pi)\ln\left[x + (x^2 - 1)^{1/2}\right],$$

где

$$x = (4S^2 - D1^2 - D2^2)/2D1D2.$$

Если линия связи представляет собой скрученную пару, ее средняя относительная диэлектрическая про-

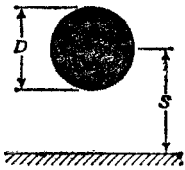

Рис. Д.3. Поперечное сечение одиночного провода вблизи слоя земли.

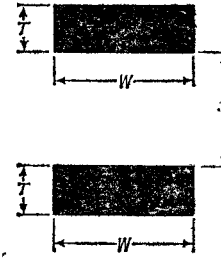

Рис. Д.4. Поперечное сечение двух шин, расположенных параллельно одна над другой.

ницаемость возрастает. В случае твердой изоляции с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r

$$\varepsilon_{r'} \approx 1 + (0{,}25 + 0{,}0004\Theta^2)(\varepsilon_r - 1),$$

а если изолирующий материал гибкий (фторопласт, поливинилхлорид), то

$$\varepsilon_{r'} \approx 1 + (0{,}25 + 0{,}001\Theta^2)(\varepsilon_r - 1),$$

где $\Theta = \operatorname{arctg}(\pi S n)$ [град], а n — число изгибов на 1 м.

Коэффициент формы одиночного проводника вблизи слоя земли (рис. Д.3) вычисляют по формуле

$$sf = (1/2\pi)\ln\left[2S/D + (4S^2/D^2 + 1)^{1/2}\right].$$

Когда две шины расположены параллельно одна над другой (рис. Д.4), формула для расчета коэффициента формы принимает вид

$$sf \approx \begin{cases} (1/\pi)\ln(4S/W + W/2S) \text{ при } W \leqslant S/2,\ T \ll W, \\ \dfrac{2}{2W/S + 2{,}42 - 0{,}22S/W + (1 - S/2W)^3} \\ \qquad \text{при } W > S/2,\ T \ll W. \end{cases}$$

Если проводники разделены слоем диэлектрика (рис. Д.1, *в*),

$$\varepsilon_{r'} \approx (\varepsilon_r + 1)/2 + (\varepsilon_r - 1)/(4 + 20S/W)^{1/2}.$$

Коэффициент формы микрополосковой линии (рис. Д.5) вычисляется по формуле

$$sf \approx \begin{cases} (1/2\pi)\ln(8S/W + W/4S) & \text{при } W \leqslant S,\ T \ll W, \\ \dfrac{1}{W/S + 2{,}42 - 0{,}44S/W + (1 - S/W)^6} & \text{при } W > S,\ T \ll W. \end{cases}$$

Если проводники разделены слоем диэлектрика (рис. Д.1, *в*), то

$$\varepsilon_{r'} \approx (\varepsilon_r + 1)/2 + (\varepsilon_r - 1)/(4 + 20S/W)^{1/2}.$$

Для копланарных линий связи (рис. Д.6) коэффициент формы вычисляется по формуле

$$sf \approx \begin{cases} (1/\pi)\ln\left[\dfrac{(2W/S + 1)^{1/2} + 1}{(2W/S + 1)^{1/2} - 1}\right] \\ \text{при } W \leqslant 2{,}414S,\ T \ll W, \\ \pi/4\ln\left[2\,(2W/S + 1)^{1/2}\right] \\ \text{при } W > 2{,}414S,\ T \ll W. \end{cases}$$

Если диэлектрик находится только с одной стороны, $1 < \varepsilon_r < (\varepsilon_r + 1)/2$.

Когда полосковая линия связи заключена между проводящими плоскостями (рис. Д.7), формула для расчета коэффициента формы принимает вид

$$sf \approx \begin{cases} \dfrac{1}{2\pi}\ln\left\{2\,\dfrac{\exp[\pi W/4S] + 1}{\exp[\pi W/4S] - 1}\right\} \\ \text{при } W \leqslant 1{,}117S,\ T \ll S, \\ 1/(1{,}765 + 2W/S) \\ \text{при } W > 1{,}117S,\ T \ll S. \end{cases}$$

Коэффициент формы коаксиального кабеля (рис. Д.8) вычисляется по формуле

$$sf = (1/2\pi)\ln(B/D),$$

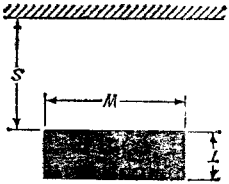

Рис. Д.5. Поперечное сечение микрополосковой линии связи.

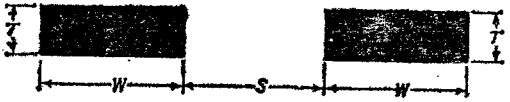

Рис. Д.6. Поперечное сечение копланарных линий связи.

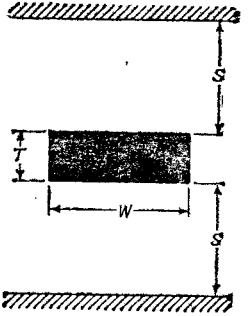

Рис. Д.7. Поперечное сечение полосковой линии связи, расположенной между проводящими плоскостями.

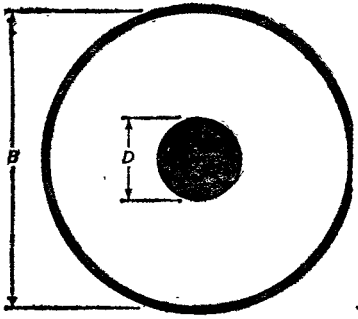

Рис. Д.8. Поперечное сечение коаксиального кабеля.

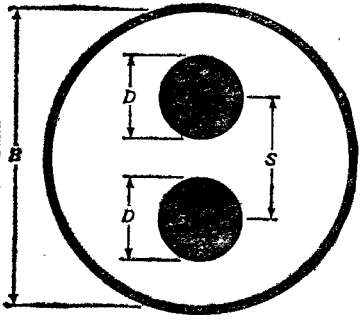

Рис. Д.9. Поперечное сечение экранированной скрученной пары.

а экранированной пары скрученных проводов (рис. Д.9) — по формуле

$$\delta f = (1/\pi) \ln \left[\frac{2S}{D} \frac{B^2 - S^2}{B^2 + S^2} \right].$$

В большинстве приводимых формул погрешность коэффициента формы не превышает ±2 %. Для инженерных задач этого вполне достаточно: обычный производственный допуск на диаметр провода составляет от ±1 до ±10 %. В печатных платах, предназначенных для систем гражданского применения, допуск на толщину слоев от ±5 до ±20 %, на толщину медной фольги ±10 %, а допуск на ширину контактных площадок приблизительно вдвое больше толщины медной фольги. Вполне допустимы также 5 %-ные вариации относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика, связанные с изменениями температуры и частоты.

Рекомендуемая литература

1. *Gunston M. A. R.* Microwave Transmission-Line Impedance Data. New York: Van Nostrand Reinhold Co., 1972.
2. *Hilberg W.* Electrical Characteristics of Transmission Lines. Dedham, MA: Artech House Books, 1979.
3. *Keenan R. K.* Decoupling and Layout of Digital Printed Circuits. Pinellas Park, FL: TKC, 1985.
4. *Lefferson P.* Twisted Magnet Wire Transmission Line. IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging. PHP-7 :4 (December 1971), p. 148—154.
5. Saad Th. S., ed. Microwave Engineer's Handbook. Vol. 1. Dedham, MA: Artech House, Inc., 1971.

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

ОТРАЖЕНИЯ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

На низких частотах большинство проводников можно считать электрически «короткими» ($l \leqslant \leqslant 0{,}5t_r/t_u$ [м], $l \leqslant \lambda/2\pi$ [м]) и они просто добавляют емкостную составляющую в узлы сигнала. Однако

на высоких частотах эти же проводники следует считать электрически «длинными»: резкие изгибы проводников, наличие соединителей, соединения с передатчиками и приемниками и оконечные нагрузки сильно изменяют импеданс и искажают высокочастотные сигналы. Если прямой и обратный сигнальные провода приблизительно параллельны, то для

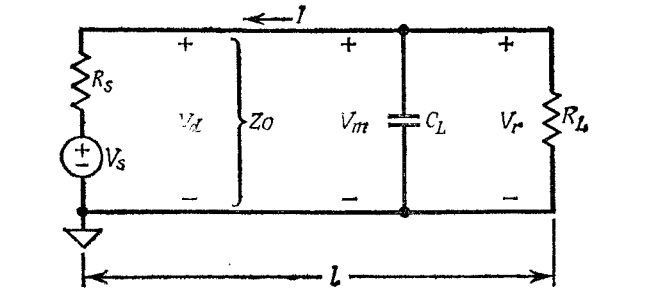

Рис. Е.1. Эквивалентная схема длинной линии связи.

определения влияния этих нерегулярностей на распространение сигналов можно воспользоваться теорией линий связи.

На рис. Е.1 показана модель длинной линии связи, соединяющей передатчик (слева) с приемником (справа). Пусть напряжение холостого хода на выходе передатчика есть V_S и сопротивление R_S, а входные сопротивление и емкость приемника соответственно R_L и C_L. Пусть линия связи имеет емкость C, индуктивность L, время задержки t_p и импеданс Z_O':

$$C = C_u l + C_L \text{ [Ф]},$$
$$L = L_u l \text{ [Гн]},$$
$$t_p = (LC)^{1/2} = t_u l \,[1 + (C_L/C_u l)]^{1/2} \text{ [с]},$$
$$Z_O' = (L/C)^{1/2} = Z_O \,[C_u l/(C_u l + C_L)]^{1/2} \text{ [Ом]},$$

где C_u, L_u, t_u и Z_O — характеристические значения параметров бесконечно длинной линии связи без потерь.

Пусть в течение длительного времени $V_S = V_i$; обозначим напряжение на передатчике V_d, напряже-

ние в середине линии связи V_m и напряжение у приемника V_r. Тогда при $t \leqslant 0$ [с]

$$V_d = V_m = V_r = V_i R_L/(R_S + R_L) \text{ [В]}.$$

Предположим, что в момент времени $t = 0$ V_S изменилось скачком до V_f. Этот скачок напряжения делится между R_S и Z_O; при этом в линии связи напряжение увеличивается на

$$\Delta V1 = (V_f - V_i) Z_O/(R_S + Z_O) \text{ [В]},$$

а напряжение на передатчике принимает вид

$$V_d = V_i R_L/(R_S + R_L) + (V_f - V_i) Z_O/(R_S + Z_O) \text{ [В]}$$

при $t > 0$ [с].

Скачок напряжения достигает середины линии связи через $t \approx 0{,}5t_p$, поэтому

$$V_m = V_i R_L/(R_S + R_L) + (V_f - V_i) Z_O/(R_S + Z_O) \text{ [В]}$$

при $t > t_p/2$ [с].

В момент времени $t = t_p$ скачок напряжения достигает приемника. Он отражается от параллельно соединенных R_L и C_L (коэффициент отражения $(R_L - Z'_O)/(R_L + Z'_O)$), вызывая новый скачок напряжения

$$\Delta V2 = (V_f - V_i) \frac{Z_O}{R_S + Z_O} \frac{R_L - Z'_O}{R_L + Z'_O} \text{ [В]},$$

тогда при $t > t_p$ [с]

$$V_r = [V_i R_L/(R_S + R_L)] + [(V_f - V_i) Z_O/(R_S + Z_O)] \times \\ \times (2R_L + Z'_O - Z_O)/(R_L + Z'_O) \text{ [В]}.$$

Если $R_L \neq Z'_O$ новый скачок напряжения распространяется обратно к передатчику, отражается таким же образом от R_S, вновь достигает приемника и т. д. Через достаточное время в линии связи установится стационарное значение напряжения

$$V_d = V_m = V_r = V_f R_L/(R_S + R_L) \text{ [В]}.$$

На рис. Е.2 показаны изменения V_d, V_m и V_r при положительном скачке для девяти возможных сочетаний оконечных нагрузок. При отрицательном скачке

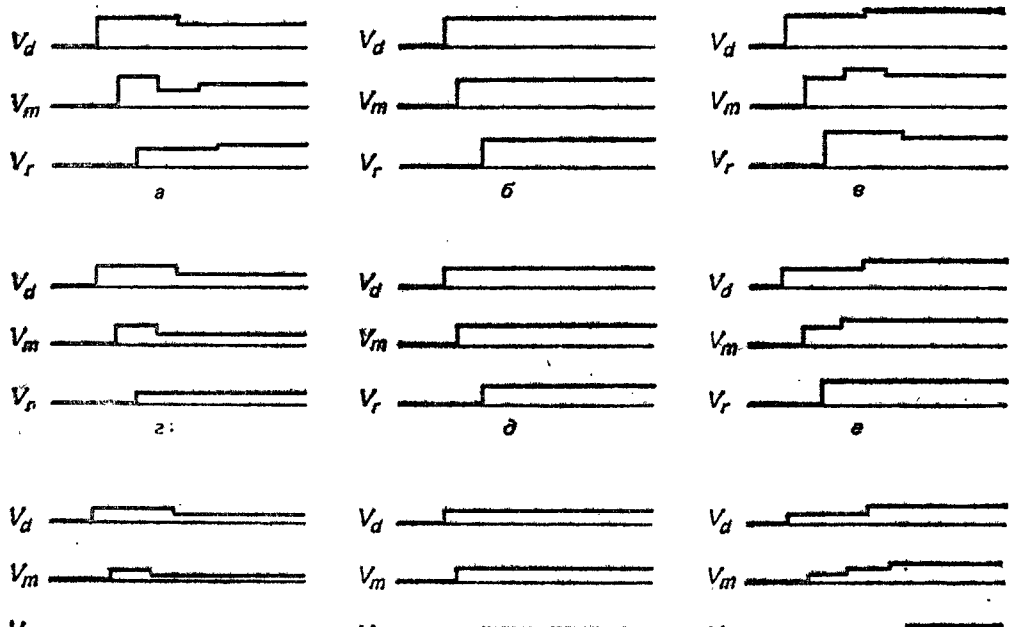

Рис. Е.2. Влияние оконечных нагрузок в длинных линиях связи на временные зависимости уровней сигналов: $а - R_S < Z_O$, $R_L < Z'_O$, $б - R_S < Z_O$, $R_L = Z'_O$, $в - R_S < Z_O$, $R_L > Z'_O$, $г - R_S = Z_O$, $R_L < Z'_O$, $д - R_S = Z_O$, $R_L = Z'_O$, $е - R_S = Z_O$, $R_L > Z'_O$, $ж - R_S > Z_O$, $R_L < Z'_O$, $з - R_S > Z_O$, $R_L = Z'_O$, $и - R_S > Z_O$, $R_L > Z'_O$.

их изменения будут такими же по величине, но с обратным знаком. Обратите внимание, что при $R_L = Z_O'$ стационарное значение сигнала устанавливается через время t_p. Когда $R_L \neq Z_O'$, но $R_S = Z_O$, это время увеличивается до $2t_p$. Если $R_L \neq Z_O'$ и $R_S \neq Z_O$, то это время будет еще больше.

Описанная процедура расчета справедлива лишь для линейных оконечных нагрузок и очень трудоемка. Если необходимо обеспечить погрешность расчетов порядка ± 2 % или анализировать линии связи с нелинейными нагрузками, приведенные уравнения следует решать графически с помощью диаграмм Бержерона.

Строго говоря диаграммы Бержерона применимы только к однородным линиям связи с сосредоточенными нерегулярностями на концах (рис. Е.1). На практике чаще всего приходится иметь дело именно с такими линиями связи. Обычно сложности возникают в том случае, когда в линии связи присутствуют несколько передатчиков или приемников. Если они находятся на ее концах, то при анализе их можно заменить одним «сосредоточенным» устройством. Если один или несколько приемников подключены к середине линии связи, то их можно не учитывать, когда $R_{in} \gg Z_O$ и $C_{in} \ll C_u l$, или рассматривать их сопротивления как составляющую Z_O. Когда передатчик находится в середине линии связи, в расчетных формулах вместо Z_O следует использовать $Z_O/2$, при этом начальный скачок напряжения уменьшается.

С помощью диаграммы Бержерона проанализируем изменение состояния на выходе передатчика от 1 до 0 в схеме, представленной на рис. Е.3, *а*.

1. Задайтесь направлением тока и полярностью напряжения. Пусть ток I течет к передатчику, а сигнальная линия имеет потенциал $+V$ относительно сигнальной земли.

2. Нарисуйте и обозначьте оси координат. Пусть ось $+V$ направлена вверх, а ось $+I$ вправо (рис. Е.3, *б*). Чтобы облегчить построение графика, выберите масштаб на осях таким образом, чтобы наклон прямой, образующей с осями угол 45°, отвечал

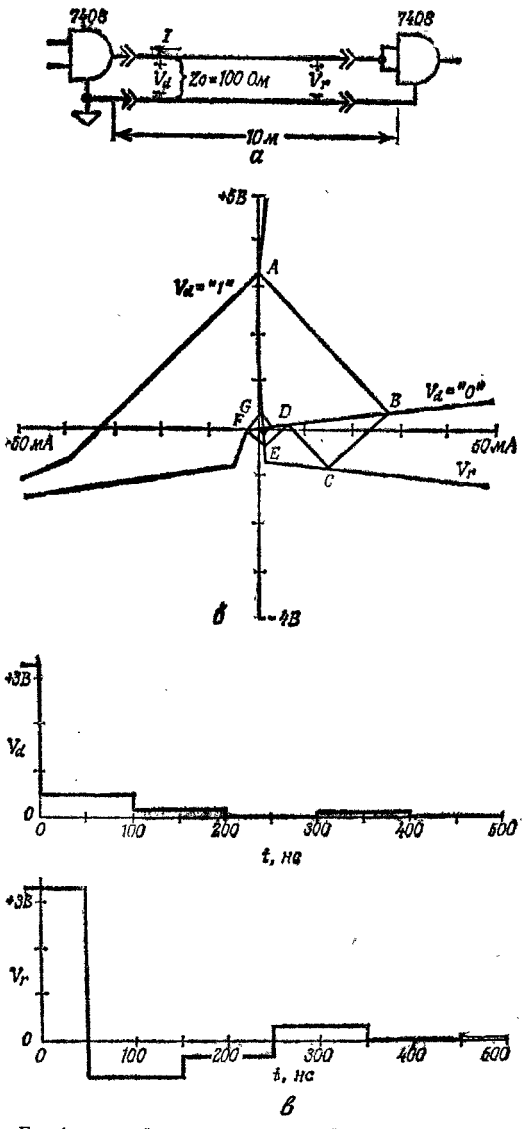

Рис. Е.3. Графический анализ длинной линии связи с нелинейными оконечными нагрузками: *а* — электрическая схема, *б* — диаграмма Бержерона, *в* — временные зависимости сигналов.

импедансу, равному Z_O [Ом]. (*Замечание.* На всех диаграммах Бержерона в данном приложении $Z_O = 100$ Ом, что соответствует номинальному импедансу наиболее распространенных кабелей парной скрутки и плоских кабелей.)

3. Постройте график зависимости V от t для передатчика и приемника (рис. Е.3, *в*). Пусть ось $+V$ направлена вверх, а $+t$ — вправо, причем масштаб на оси t должен быть равен t_p (времени распространения); в данном случае $t_p \approx 50$ нс.

4. Постройте кривые нагрузки передатчика для состояний 0 и 1. Они будут иметь положительный наклон. Постройте кривую нагрузки для приемника. Ее наклон будет отрицательным.

5. Найдите точку пересечения кривой нагрузки и приемника и начальной кривой нагрузки передатчика. Она определит начальное напряжение линии связи (точка А на рис. Е.3, *б*).

6. Проведите из этой точки прямую с наклоном $-Z_O$ [Ом] до пересечения с конечной кривой нагрузки. Точка пересечения B определит новое напряжение передатчика и будет соответствовать уровню сигнала, идущего к приемнику.

7. Из точки B проведите прямую с наклоном $+Z_O$ [Ом] до пересечения с кривой нагрузки приемника. Точка пересечения C определит новое напряжение приемника и уровень сигнала, идущего обратно к передатчику.

8. Повторяйте этапы 6 и 7 процедуры до тех пор, пока кривая нагрузки приемника и конечная кривая нагрузки передатчика пересекаются. Последовательно обозначайте точки пересечения D, E, F и т. д.

9. Постройте графики зависимости V от t. При $t < 0$ напряжение передатчика будет соответствовать точке A, при $0 \leqslant t < 2t_p$ — точке B, при $2t_p \leqslant t < 4t_p$ — точке D и т. д. Напряжение приемника при $t < t_p$ будет соответствовать точке A, при $t_p \leqslant t < 3t_p$ — точке C, при $3t_p \leqslant t < 5t_p$ — точке E и т. д.

10. Проанализируйте временные зависимости уровней сигналов. Если выбросы таковы, что уровень сигнала превышает V_{cc}, МОП ИС может выйти из строя. Когда на фронте сигнала у приемника наблюдается

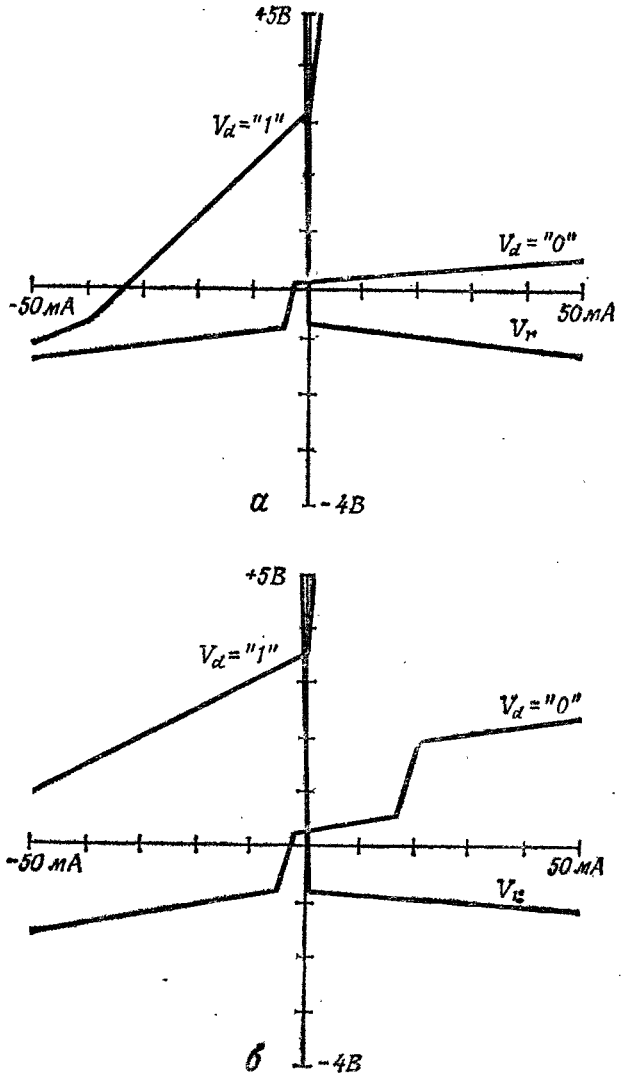

Рис. Е.4. Кривые нагрузки наиболее распространенных серий цифровых ИС: *а* — 74xx (ТТЛ), *б* — 74ALSxx (ТТЛ).

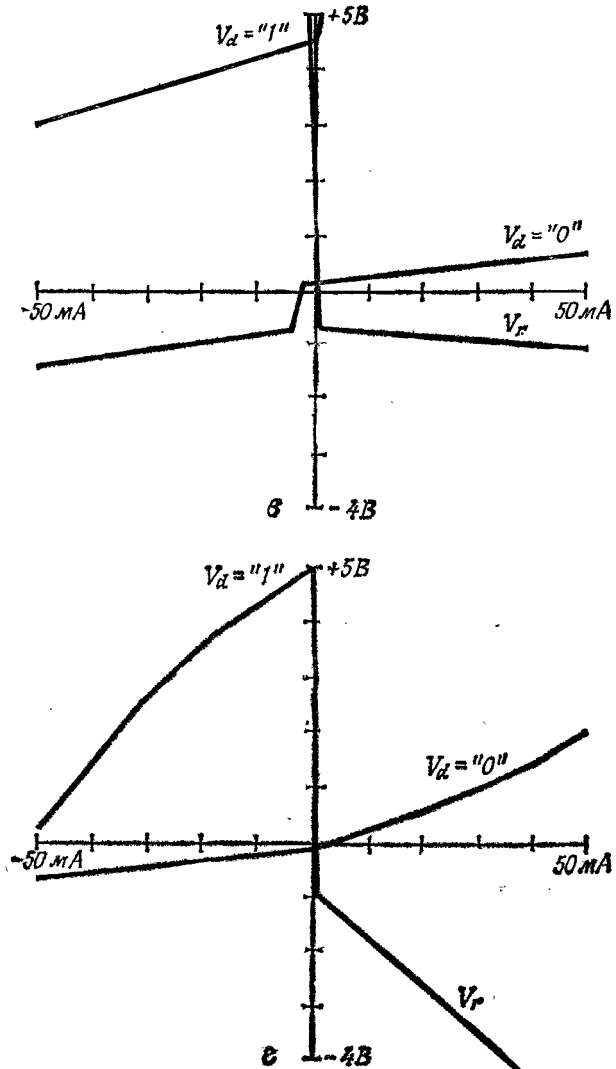

Рис. Е.4. *в* — 74ASxx (ТТЛ), *г* — 74HCxx (КМОП).

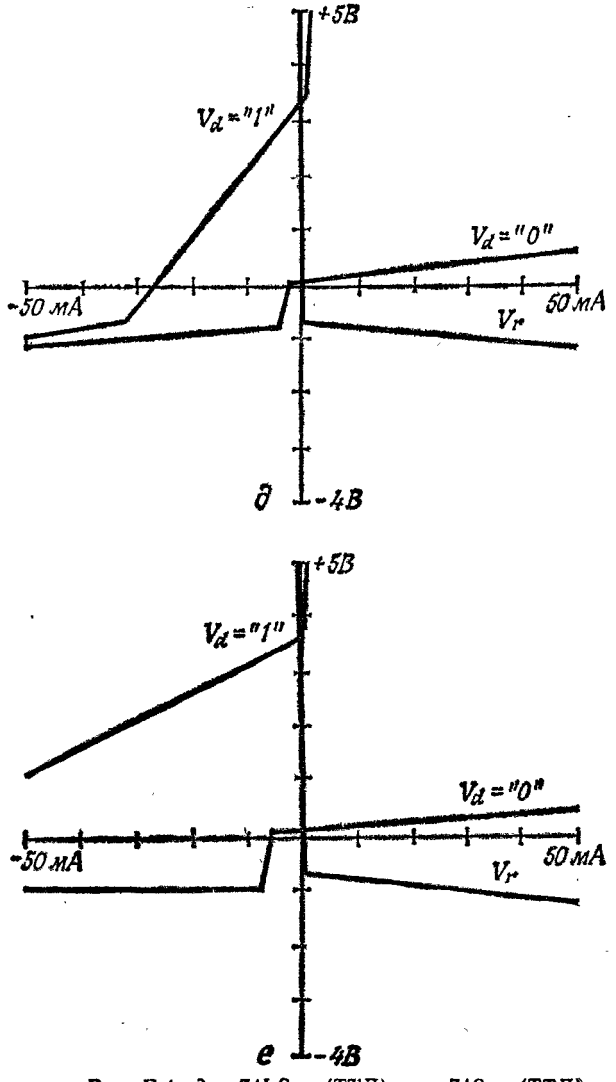

Рис. Е.4. ∂ — 74LSxx (ТТЛ), е — 74Sxx (ТТЛ).

«звон» или отрицательный выброс, а уровень сигнала принимает значения между максимальным уровнем 0 и минимальным уровнем 1, вероятность возникновения помех в схеме очень велика. Изучите график $V(I)$, чтобы выявить причины возникновения помех и способы их устранения.

На рис. Е.4 представлены кривые нагрузки приемника и передатчика для нескольких серий цифровых ИС. Масштаб на оси напряжения 1 В, на оси тока 10 мА, наклон прямой, образующей с осями угол 45°, отвечает импедансу линии связи $Z_O = 100$ Ом.

Несколько общих замечаний. Уровень сигнала, отраженного от оконечной нагрузки, пропорционален половине рассогласования импедансов. Если R_L отличается от Z_O' не более чем на 20 %, то отраженный скачок напряжения будет менее 0,1 начального скачка напряжения. Такой уровень отражения вполне допустим для большинства цифровых ИС, однако в высокочастотных аналоговых и быстродействующих цифровых ИС его следует снизить. Практический метод точного согласования импедансов оконечных нагрузок в линиях связи описан в гл. 6.

Если изделие рассчитано на массовое производство, я настоятельно рекомендую проектировать все длинные кабели с расчетом на худший случай. При расчете линии связи воспользуйтесь формулами приложения Д и свойствами диэлектриков, описанными в приложении В. Затем постройте диаграммы Бержерона для линий связи с наибольшим и наименьшим импедансами и для линий связи с наибольшими и наименьшими оконечными нагрузками (всего четыре графика). Если есть вероятность появления положительных или отрицательных выбросов, «звона», импульсных помех или проблем, связанных с синхронизацией, выявите возможные причины возникновения помех и найдите способы их устранения.

Рекомендуемая литература

1. *Blakeslee T. R.* Digital Design with Standard MSI and LSI. New York: John Wiley and Sons, 1975.

2. *Metzger G., Vabre J.-P.* Transmission Lines with Pulse Excitation. New York: Academic Press, 1969.

3. Norris B., ed. Digital Integrated Circuits and Operational Amplifier and Optoelectronic Circuit Design. New York: McGraw-Hill Book Co., 1976.
4. *Scarlett J. A.* Transistor-Transistor Logic and its Interconnections. New York: Van Nostrand Reinhold Co., 1972.
5. *Singleton R. S.* No Need to Juggle Equations to Find Reflection — Just Draw Three Lines. Electronics, 41 :22 (October 29, 1968), p. 93—99.

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

ПЕРЕКРЕСТНЫЕ ПОМЕХИ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Под перекрестными помехами понимают паразитную связь между схемами, возникающую преимущественно из-за близкого расположения проводников на

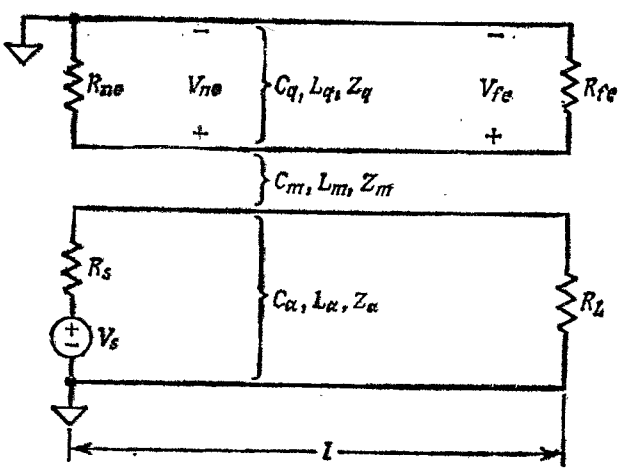

Рис. Ж.1. Модель перекрестных помех с распределенным импедансом.

значительном расстоянии. На рис. Ж.1 показана общая модель возникновения перекрестных помех с распределенными параметрами, а на рис. Ж.2 и Ж.3 — упрощенные модели с сосредоточенными параметра-

ми, иллюстрирующие возникновение перекрестных помех в простых схемах.

На рис. Ж.1 показана активная схема, состоящая из передатчика с параметрами V_S и R_S и нагрузки R_{L_a}, подключенной к передатчику посредством линии связи

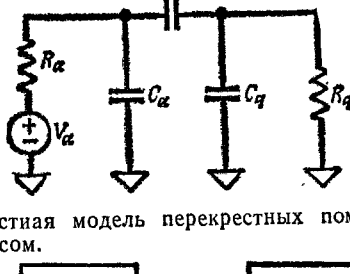

Рис. Ж.2. Емкостная модель перекрестных помех с сосредоточенным импедансом.

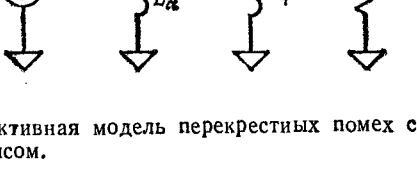

Рис. Ж.3. Индуктивная модель перекрестных помех с сосредоточенным импедансом.

длиной l [м]. Полная емкость активной линии связи есть C_a [Ф], полная индуктивность L_a [Гн], импеданс $Z_a = (L_a/C_a)^{1/2}$ [Ом]. Схема без помех состоит из линии связи длиной l [м], параллельной активной линии связи, с оконечными нагрузками R_{ne} и R_{fe}. Полная емкость линии связи без помех есть C_q [Ф], полная индуктивность L_q [Гн] и импеданс $Z_q = (L_q/C_q)^{1/2}$ [Ом]. Сигнальные проводники активной линии и линии без помех образуют третью линию связи с взаимной емкостью C_m [Ф], взаимной индуктивностью L_m [Гн] и импедансом $Z_m = (L_m/C_m)^{1/2}$ [Ом].

При изучении перекрестных помех нас интересуют *возмущения стационарного состояния.* Ниже напряжение постоянного тока в сигнальных проводах учитываться не будет. Предположим, что 1) в начальный

момент времени напряжение источника питания, $V_S = 0$, равномерно нарастает (спадает) до V_S [В] в течение t_r [с] и остается постоянным, 2) в R_S входит окончательное значение выходного импеданса передатчика в активной линии связи, 3) значение R_{ne} или R_{fe} включает выходной импеданс передатчика линии связи без помех. При полном анализе перекрестных помех необходимо рассмотреть четыре возможных случая:

1. В линии связи без помех состояние с низким уровнем напряжения; в активной линии напряжение повышается.

2. В линии связи без помех состояние с низким уровнем напряжения; в активной линии напряжение снижается.

3. В линии связи без помех состояние с высоким уровнем напряжения; в активной линии напряжение повышается.

4. В линии связи без помех состояние с высоким уровнем напряжения; в активной линии напряжение снижается.

Модель перекрестных помех с распределенным импедансом можно существенно упростить, если обе линии связи являются короткими ($t_p \leqslant 0{,}5t_r$) и отражения в них можно не учитывать. Если импедансы активной и пассивной линий связи высокие, т. е. $R_{ne} + R_{fe} > 376{,}7$ Ом и $R_S + R_L > 376{,}7$ Ом, можно пользоваться емкостной моделью перекрестных помех с сосредоточенным импедансом (рис. Ж.2), а если низкие ($R_{ne} + R_{fe} > 376{,}7$ Ом и $R_S + R_L < 376{,}7$ Ом) — индуктивной моделью перекрестных помех с сосредоточенным импедансом (рис. Ж.3).

К большинству аналоговых и цифровых схем на печатных платах без сплошного слоя земли применима емкостная модель перекрестных помех с сосредоточенным импедансом. Проведем расчет этой модели на примере рис. Ж.1, пренебрегая L_a, L_m и L_q и считая, что

$$V_a = V_S R_L/(R_S + R_L) \text{ [В]},$$

$$R_a = R_S R_L/(R_S + R_L) \text{ [Ом]},$$

$$R_q = R_{ne} R_{fe}/(R_{ne} + R_{fe}) \text{ [Ом]}.$$

Даже после этих упрощений общее выражение для вычисления уровня перекрестных помех остается очень сложным, поэтому рассмотрим три частных случая, когда решение оказывается простым. Пусть $t_a = R_a(C_a + C_m)$ — постоянная времени активного контура, а $t_q = R_q(C_q + C_m)$ — постоянная времени контура без помех. Тогда максимальный уровень перекрестных помех вычисляется согласно формулам

$$V_q \approx \begin{cases} V_a R_q C_m / t_r \text{ [В] при } t_a \ll t_r \text{ и } t_q \ll t_r, \\ V_a C_m / (C_q + C_m) \text{ [В] при } t_a \ll t_q \text{ и } t_q \gg t_r, \\ V_a R_q C_m / R_a (C_q + C_m) \text{ [В] при } t_a \gg t_q \\ \qquad \text{и } t_a \gg t_r. \end{cases}$$

Воспользуемся этой моделью для расчета максимального уровня перекрестных помех, когда на печатной плате размером 0,15 × 0,20 м, покрытой диэлектрической композицией эпоксидная смола G-10 — стекло, находятся ТТЛ ИС серии 74LSxx. При условии двумерного расположения контактных площадок их максимальная длина составит около 0,35 м. Поскольку средняя относительная диэлектрическая проницаемость такого диэлектрика $\varepsilon_{r'} \approx 4$, погонная задержка распространения сигнала $t_u \approx 6{,}7$ нс/м. Умножив 6,7 нс/м на 0,35 м, получим полное время задержки $t_p \leqslant 2{,}35$ нс. Это значение меньше половины типичного времени нарастания или спада фронтов импульсов для ИС серии 74LSxx ($t_r = 19$ нс, $t_f = 4{,}9$ нс; см. табл. 1), поэтому можно применять модель с сосредоточенным импедансом. У этих ИС размах напряжения $V_S \approx 3{,}3$ В, импеданс на входе $R_L \approx 20$ кОм и импеданс на выходе $R_S \approx 120$ Ом (верхний уровень) или 31 Ом (нижний уровень). Если коэффициент разветвления по выходу может принимать значения от 1 до 10, импедансы схемы будут равны

120 Ом + 20 кОм = 20 120 Ом (коэффициент разветвления по выходу 1 при высоком уровне),

120 Ом + 20 кОм/10 = 2 120 Ом (коэффициент разветвления 10),

31 Ом + 20 кОм = 20 031 Ом (коэффициент разветвления 1 при низком уровне),

31 Ом + 20 кОм/10 = 2 031 Ом (коэффициент разветвления 10).

Все значения импедансов больше 376,7 Ом, поэтому применима модель емкостной связи.

Пусть $V_S \approx 3{,}3$ В, $31 \leqslant R_S \leqslant 120$ Ом, 2 кОм $\leqslant R_L \leqslant 20$ кОм, 31 Ом $\leqslant R_{ne} \leqslant 120$ Ом и 2 кОм $\leqslant R_{fe} \leqslant 20$ кОм (R_{ne} и R_{fe} можно поменять местами — результаты вычислений не изменятся). Подставив эти значения в выражения для емкостной модели, получим $3{,}11$ В $\leqslant V_a \leqslant 3{,}32$ В, $30{,}5$ Ом $\leqslant R_a \leqslant 119{,}3$ Ом и $30{,}5$ Ом $\leqslant R_q \leqslant 119{,}3$ Ом. Пусть $C \approx C_q \approx 15$ пФ и $C_m \approx 2$ пФ; тогда $0{,}52$ нс $\leqslant t_a \leqslant 2{,}03$ нс и $0{,}52$ нс $\leqslant t_q \leqslant 2{,}03$ ис. В результате $t_a \ll t_r$ и $t_q \ll t_r$; эти условия определяют первый частный случай, при котором максимальный уровень перекрестных помех

$$V_q \approx V_a R_q C_m / t_r = 3{,}3 \text{ В} \cdot 119{,}3 \text{ Ом} \cdot 2 \text{ пФ} / 4{,}9 \text{ нс} = 0{,}16 \text{ В}.$$

Это значение много ниже запаса помехоустойчивости ТТЛ ИС серии 74LSxx ($ЗП_н = 0{,}55$ В, $ЗП_в = 1{,}4$ В), поэтому на этой плате перекрестных помех не возникнет.

Перекрестные помехи вследствие индуктивной связи могут вызваться сигналами с высоким током, такими, как синхросигналы и сигналы управления соленоидами и двигателями. Если линии связи короткие ($t_p \leqslant 0{,}5 t_r$) и их импедансы меньше 376,7 Ом, можно воспользоваться индуктивной моделью перекрестных помех с сосредоточенным импедансом (рис. Ж.3). Она выводится из общей модели (рис. Ж.1), если пренебречь C_a, C_m и C_q. В этом случае максимальный уровень перекрестных помех

$$V_q \approx L_a L_m / t_r \approx V_S L_m / (R_S + R_L)\, t_r \text{ [В]}.$$

Трудность представляет расчет L_m. Можно воспользоваться сведениями приложения Д. Другой распространенный частный случай возникает при расположении двух проводов круглого сечения над общим слоем

земли (рис. Ж.4). Взаимная индуктивность проводов вычисляется по формуле

$$L_m \approx \frac{\mu_v \mu_r l}{2\pi} \times$$

$$\times \frac{\ln(4H1/D1)\ln(4H2/D2) - \ln^2[(1+4H1\,H2/S^2)^{1/2}]}{\ln(1+4H1\,H2/S^2)} \text{ [Гн]},$$

а взаимная емкость определяется из выражения

$$C_m = \frac{2\pi\varepsilon_v\varepsilon_r l \ln(1+4H1\,H2/S^2)}{\ln(4H1/D1)\ln(4H2/D2) - \ln^2[(1+4H1\,H2/S^2)^{1/2}]} \text{ [Ф]}.$$

Если время задержки сигнала превышает половину времени нарастания или спада фронта сигнала,

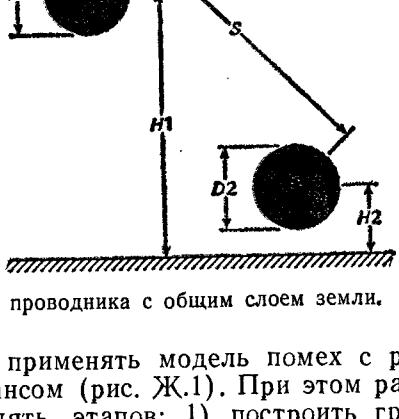

Рис. Ж.4. Два проводника с общим слоем земли.

приходится применять модель помех с распределенным импедансом (рис. Ж.1). При этом расчет выполняется в пять этапов: 1) построить график V_{bc} — уровня помех на ближнем конце линии связи без помех, 2) построить график V_{fc} — уровня помех на дальнем конце линии связи без помех, 3) начертить график временно́й зависимости V_{bc} при распространении вдоль линии связи без помех и отражении от R_{ne} и R_{fe}, 4) начертить график временно́й зависимости V_{fc} при распространении вдоль линии связи без помех и отражении от R_{ne} и R_{fe}, 5) начертить график временно́й зависимости формы сигнала, представляющего сумму V_{bc} и V_{fc}.

На рис. Ж.5 показаны временные зависимости V_{bc} и V_{fc} в длинной линии связи без помех, $(L_aC_a)^{1/2} + (L_qC_q)^{1/2} > t_r$, наведенных вследствие изменения напряжения питания в активной линии связи до V_S [В] за время t_r [с]. Максимальный уровень помех на ближнем конце линии связи вычисляется по формуле

$$V_{bc} = [(L_m/2Z_a) + (C_mZ_q/2)] \times \times \{V_S/[(L_aC_a)^{1/2} + (L_qC_q)^{1/2}]\} \text{ [В]},$$

а помехи на дальнем конце линии связи задаются формулой

$$V_{fc} = -[L_m/2Z_a - C_mZ_q/2]\, V_s/t_r \text{ [В]}.$$

На рис. Ж.6 показаны временные зависимости V_{bc} и V_{fc} в короткой линии связи без помех, $(L_aC_a)^{1/2} + (L_qC_q)^{1/2} \leqslant t_r$, наведенных вследствие изменения напряжения питания активной линии связи до V_S [В] за t_r [с]. В этом случае максимальный уровень на ближнем конце линии связи вычисляется по формуле

$$V_{bc} = (L_m/2Z_a + C_mZ_q/2)\, V_S/t_r \text{ [В]},$$

а на дальнем конце линии связи — по формуле

$$V_{fc} = -(L_m/2Z_a - C_mZ_q/2)\, V_S/t_r \text{ [В]}.$$

Если проводники окружены диэлектриком с однородно распределенными свойствами, $V_{fc} = 0$ В.

На рис. Ж.7 представлены результаты анализа перекрестных помех в двух длинных линиях связи с передатчиком на одном конце и волновыми сопротивлениями в качестве оконечных нагрузок при изменении в активной линии связи состояния с нижнего уровня на верхний (рис. Ж.7, *а*). Принимается $R_S \approx \approx R_{ne} \approx 0$, $R_L \approx Z_a$ и $R_{fe} \approx Z_q$. При отражении от R_{ne} наводки на ближнем конце (рис. Ж.7, *б*) меняют знак, распространяются по линии связи и исчезают на R_{fe} (рис. Ж.7, *в*). Помехи на дальнем конце исчезают на R_{fe} (рис. Ж.7, *д*). Суммируя формы сигналов на рис. Ж.7, *в* и *д*, получим конечную форму паразитных сигналов, которые появятся в линии связи без помех (рис. Ж.7, *е*).

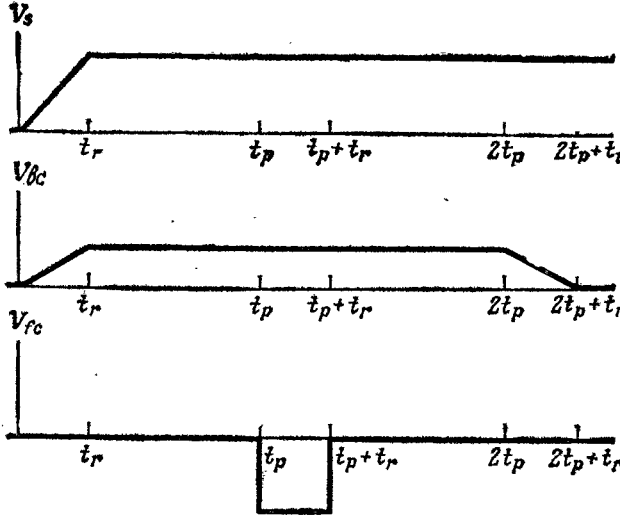

Рис. Ж.5. Наводки в длинной линии связи без помех.

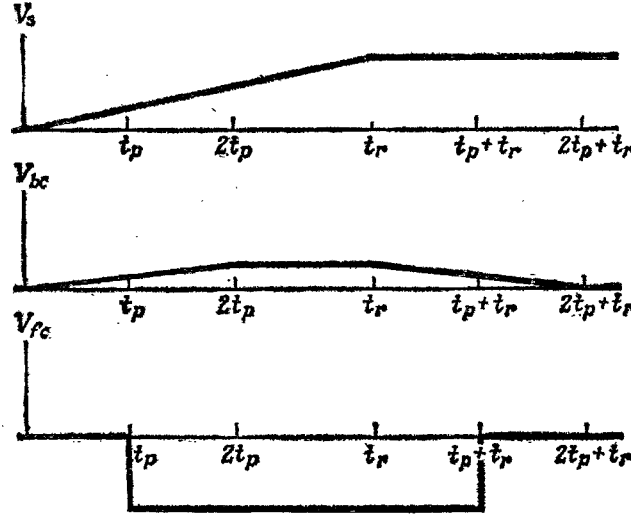

Рис. Ж.6. Наводки в короткой линии связи без помех.

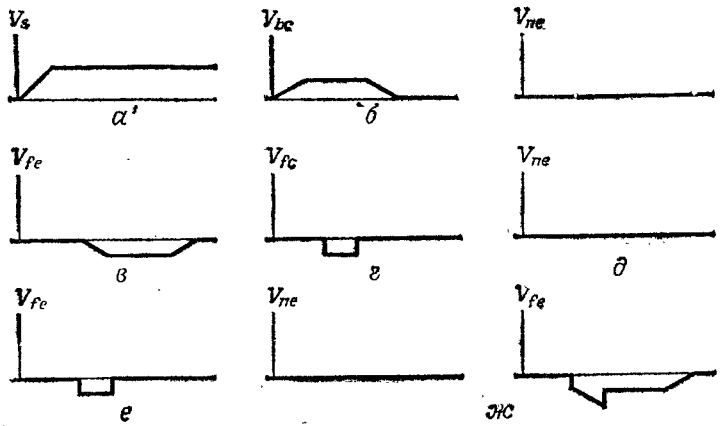

Рис. Ж.7. Анализ перекрестных помех в длинных линиях связи, оконечные нагрузки которых равны их волновому сопротивлению. *а* — сигнал в активной линии связи, *б* — помехи на ближнем конце линии связи, *в* — помехи, отраженные от ближнего конца линии связи, *г* — помехи на дальнем конце линии связи, *д* — помехи, отраженные от дальнего конца линии связи, *е* — окончательная форма паразитного сигнала.

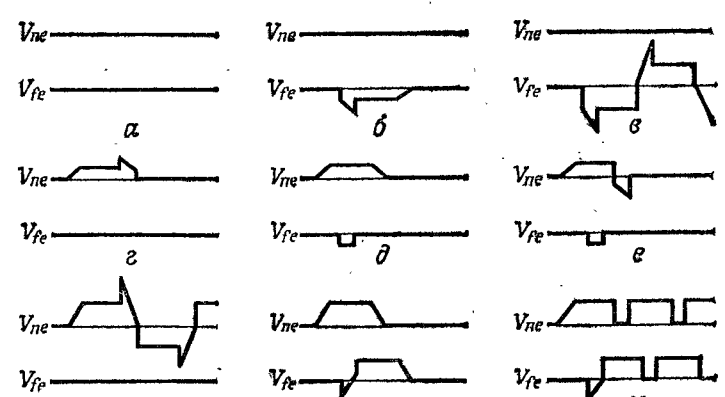

Рис. Ж.8. Влияние оконечных нагрузок в линии связи без помех на форму паразитных сигналов: $а — R_{ne} = 0$, $R_{fe} = 0$, $б — R_{ne} = 0$, $R_{fe} = Z_0$, $в — R_{ne} = 0$, $R_{fe} = \infty$, $г — R_{ne} = Z_0$, $R_{fe} = 0$, $д — R_{ne} = Z_0$, $R_{fe} = Z_0$, $е — R_{ne} = Z_0$, $R_{fe} = \infty$, $ж — R_{ne} = \infty$, $R_{fe} = 0$, $з — R_{ne} = \infty$, $R_{fe} = Z_0$, $и — R_{ne} = \infty$, $R_{fe} = \infty$.

На рис. Ж.8 показано влияние различных сочетаний оконечных нагрузок на форму паразитных сигналов, наведенных в линии связи без помех, при изменении V_S с нижнего уровня на верхний. При обратном изменении V_S формы сигналов обращаются.

Рекомендуемая литература

1. *Blood W. R., Jr.* MECL System Design Handbook, 4th ed. Phoenix, AZ: Motorola Semiconductor Products, 1983.
2. *Gray H. J.* Digital Computer Engineering. Englewood Cliffs, NJ: Printice-Hall, 1963.
3. *Mohr R. J.* Interference Coupling — Attack It Early. EDN, 14 : 13 (July 1, 1969), p. 33—41.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

УРАВНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Распространение электромагнитного поля описывается уравнениями Максвелла. В отсутствие источников (электрических зарядов и токов) уравнения Максвелла в сферической системе координат имеют вид

$$\frac{\partial}{\partial\theta}(\sin\theta E_\varphi) - \frac{\partial E_\theta}{\partial\varphi} = -j2\pi f\mu r\sin\theta H_r,$$

$$\frac{\partial}{\partial\theta}(\sin\theta H_\varphi) - \frac{\partial H_\theta}{\partial\varphi} = \left(\frac{1}{\rho} + j2\pi f\varepsilon\right) r\sin\theta E_r,$$

$$\frac{\partial}{\partial r}(rE_\theta) - \frac{\partial E_r}{\partial\theta} = -i2\pi\mu r H_\varphi,$$

$$\frac{\partial}{\partial r}(rH_\theta) - \frac{\partial H_r}{\partial\theta} = \left(\frac{1}{\rho} + j2\pi f\varepsilon\right) rE_\varphi,$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial\varphi} - \sin\theta\frac{\partial}{\partial r}(rE_\varphi) = -j2\pi f\mu r\sin\theta H_\theta,$$

$$\frac{\partial H_r}{\partial\varphi} - \sin\theta\frac{\partial}{\partial r}(rH_\varphi) = \left(\frac{1}{\rho} + j2\pi f\varepsilon\right) r\sin\theta E_\theta.$$

Для однородной среды с удельным сопротивлением ρ[Ом·м], магнитной проницаемостью $\mu = \mu_v\mu_r \approx$

$\approx 1{,}257\mu_r$ [мкГн/м] и диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r \approx 8{,}854\varepsilon_r$ [пФ/м] *волновое сопротивле-*

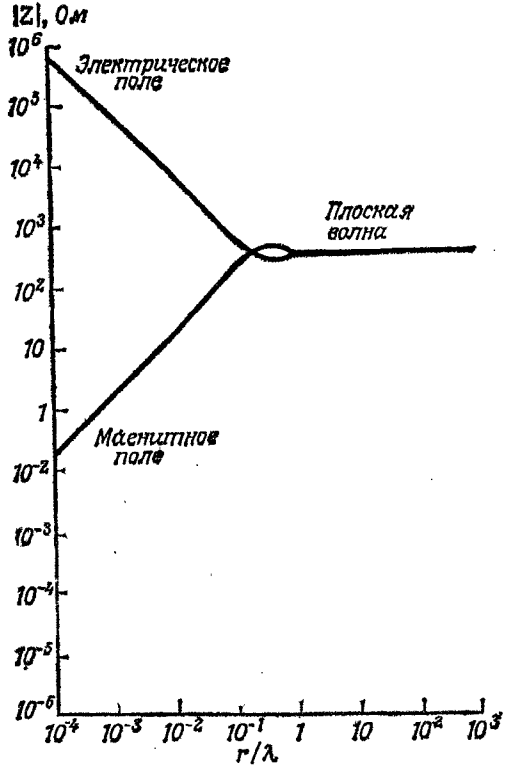

Рис. 3.1. Волновые сопротивления электрического и магнитного полей.

ние можно выразить формулой

$$\eta = [j2\pi f\mu\rho/(1 + j2\pi f\varepsilon\rho)]^{1/2}\ [\text{Ом}],$$

а *постоянную распространения* — формулой

$$\sigma = \{j2\pi f\mu\,[(1/\rho) + j2\pi f\varepsilon]\}^{1/2},$$

или в комплексном виде $\sigma = \alpha + j\beta$, где α — *коэффициент поглощения*, а β — *фазовая постоянная* среды,

Параметры η и σ позволяют описать распространение в данной среде любого электромагнитного поля.

Пройдя в среде расстояние x [м], электромагнитное излучение ослабляется в $\exp(\alpha x)$ раз и приобретает сдвиг по фазе βx [радиан]. Кроме того, электрическое и магнитное поля обмениваются энергиями,

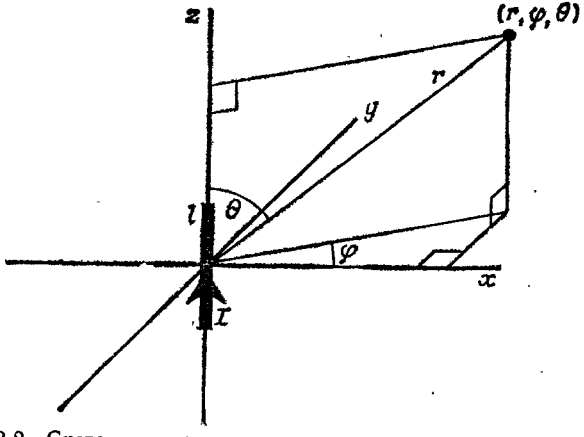

Рис. 3.2. Система координат для расчета излучения короткого диполя.

так что волновое сопротивление волны Z_w стремится к η по мере удаления от источника (рис. 3.1). У хороших диэлектриков $\rho \approx \infty$, поэтому $\eta \approx (\mu/\varepsilon)^{1/2}$ и $\sigma \approx$ $\approx j2\pi f(\mu\varepsilon)^{1/2}$; следовательно, электромагнитное поле распространяется в диэлектриках без потери энергии. У хороших проводников $\rho \approx 0$, поэтому $\eta \approx (\pi f\mu\rho)^{1/2} +$ $+ j(\pi f\mu\rho)^{1/2}$ и $\sigma \approx (\pi f\mu/\rho)^{1/2} + j(\pi f\mu/\rho)^{1/2}$, т. е. в проводящей среде электромагнитное излучение существенно ослабляется. Под *толщиной скин-слоя* понимают расстояние, на котором электромагнитное излучение ослабляется в e раз, поэтому $\delta = 1/\alpha =$ $= [\rho/(\pi f\mu)]^{1/2}$ [м].

На рис. 3.2 показан электрический диполь длиной $l < \lambda/16$, помещенный в диэлектрическую среду с магнитной проницаемостью μ и диэлектрической проницаемостью ε, который излучает синусоидальные колебания с длиной волны λ [м]. В точке со сфери-

ческими координатами (r, φ, θ) напряженности электрического и магнитного полей определяются выражениями

$$E_r = \frac{2\pi (\mu/\varepsilon)^{1/2} Il}{\lambda^2} [(\lambda/2\pi r)^2 - j(\lambda/2\pi r)^3] \cos\theta \text{ [В/м]},$$

$$E_\theta = \frac{\pi (\mu/\varepsilon)^{1/2} Il}{\lambda^2} [j\lambda/2\pi r + (\lambda/2\pi r)^2 - j(\lambda/2\pi r)^3] \sin\theta \text{ [В/м]},$$

$$E_\varphi = 0,$$

$$H_r = 0,$$

$$H_\theta = 0,$$

$$H_\varphi = (\pi Il/\lambda^2) [j\lambda/2\pi r + (\lambda/2\pi r)^2] \sin\theta \text{ [А/м]}.$$

В ближней зоне ($r < \lambda/2\pi$ [м]) электрическое поле максимально на оси z ($\theta = 0°, \pm 180°$), а магнитное поле — в плоскости xy ($\theta = \pm 90°$). В плоскости xy электромагнитная волна имеет волновое сопротивление (рис. 3.1)

$$Z_w = \left(\frac{\mu}{\varepsilon}\right)^{1/2} \frac{j\lambda/2\pi r + (\lambda/2\pi r)^2 - j(\lambda/2\pi r)^3}{j\lambda/2\pi r + (\lambda/2\pi r)^2} \text{ [Ом]},$$

$$|Z_w| \approx \begin{cases} (\mu/\varepsilon)^{1/2} \text{ [Ом]} & \text{при } r \gg \lambda/2\pi \text{ [м]}, \\ (\lambda/\varepsilon)^{1/2} \lambda/2\pi r \text{ [Ом]} & \text{при } r \ll \lambda/2\pi \text{ [м]}. \end{cases}$$

На рис. 3.3 показан небольшой контур площадью A (периметр $l < \lambda/2$ [м]), находящийся в диэлектрической среде с магнитной проницаемостью μ и диэлектрической проницаемостью ε, по которому течет синусоидальный ток I с длиной волны λ [м]. В точке со сферическими координатами (r, φ, θ) напряженности полей рассчитываются по формулам

$$E_r = 0, \quad E_\theta = 0,$$

$$E_\varphi = \frac{2\pi^2 (\mu/\varepsilon)^{1/2} AI}{\lambda^3} [\lambda/2\pi r - j(\lambda/2\pi r)^2] \sin\theta \text{ [В/м]},$$

$$H_r = \frac{4\pi^2 AI}{\lambda^3} [j(\lambda/2\pi r)^2 + (\lambda/2\pi r)^3] \cos\theta \text{ [А/м]},$$

$$H_\theta = -\frac{2\pi^2 AI}{\lambda^3} [\lambda/2\pi r - j(\lambda/2\pi r)^2 - (\lambda/2\pi r)^3] \sin\theta \text{ [А/м]},$$

$$H_\varphi = 0.$$

В ближней зоне ($r < \lambda/2\pi$ [м]) напряженность электрического поля максимальна в плоскости xy

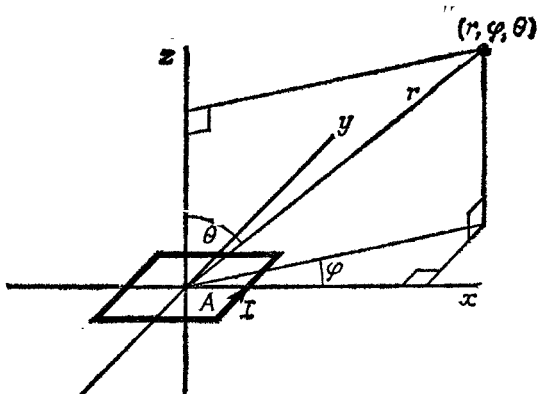

Рис. 3.3. Система координат для расчета излучения контура малой площади.

($\theta = \pm 90°$), а магнитного поля — на оси z ($\theta = 0°$, $\pm 180°$). В плоскости xy имеем (рис. 3.1)

$$Z_w = \left(\frac{\mu}{\varepsilon}\right)^{1/2} \frac{-(\lambda/2\pi r) + j\,(\lambda/2\pi r)^2}{(\lambda/2\pi r) - j\,(\lambda/2\pi r)^2 - (\lambda/2\pi r)^3} \text{ [Ом]},$$

$$|Z_w| \approx \begin{cases} (\mu/\varepsilon)^{1/2} \text{ [Ом]} & \text{при } r \gg \lambda/2\pi \text{ [м]}, \\ (\mu/\varepsilon)^{1/2}\,(2\pi r/\lambda) \text{ [Ом]} & \text{при } r \ll \lambda/2\pi \text{ [м]}. \end{cases}$$

Все эти формулы выведены в предположении, что импеданс диполя бесконечен, а импеданс контура равен нулю, однако реальные схемы имеют конечный ненулевой импеданс. Если импеданс схемы высок, $Z = V/I > 376{,}7$ Ом, то на расстоянии $r \leqslant 376{,}7\lambda/2\pi Z$ [м] она создает электрическое поле с $Z_w = Z$ [Ом]. При $r > 376{,}7\lambda/2\pi Z$ [м] Z_w соответствует кривой для короткого диполя (рис. 3.4). Аналогично, схема с низким импедансом, $Z = V/I < 376{,}7$ Ом, на расстоянии $r \leqslant 376{,}7\lambda Z/2\pi$ [м] создает магнитное поле с $Z_w = Z$ [Ом]. При $r \geqslant 376{,}7\lambda Z/2\pi$ [м] Z_w соответ-

ствует кривой для контура малой площади (рис. 3.4). Эти изменения Z_w следует учитывать при расчете эффективности экранирования схемы.

Возмущение в характер распространения электромагнитных волн могут внести стоячие волны. Когда

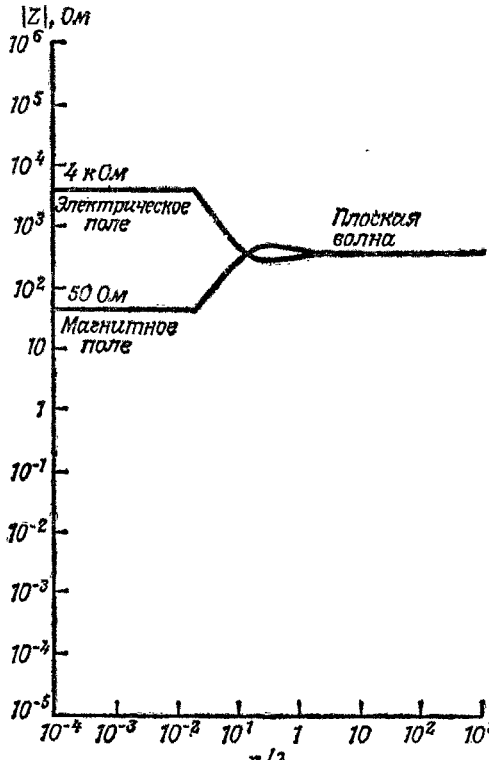

Рис. 3.4. Волновые сопротивления электрического и магнитного полей при конечном импедансе источника.

длина проводника превышает $\approx \lambda/4$ [м], протекание тока в нем перестает быть однородным, что уменьшает интенсивность излучаемого электромагнитного поля, а также напряжения и токи, индуцируемые внешними полями. Модели короткого диполя и контура малой площади являются консервативными и

могут предсказать появление помех, которые на практике будут отсутствовать.

В дальней зоне ($r \geqslant \lambda/2\pi$ [м]) электрическое и магнитное поля имеют примерно равные волновые сопротивления $Z_w \approx \eta$ (376,7 Ом на воздухе). В ближней зоне ($r < \lambda/2\pi$ [м]) Z_w может быть больше, равно или меньше η. Если $Z_w > \eta$, напряженность электрического поля преобладает и оно стремится индуцировать разность потенциалов в ближайших проводниках. Если $Z_w < \eta$, преобладает магнитное поле, которое индуцирует ток в ближайших проводниках. Уровень возникающих в схеме помех будет зависеть от импеданса схемы и волнового сопротивления воздействующего на нее электромагнитного поля. Максимальный уровень помех возникнет тогда, когда поле с высоким волновым сопротивлением действует на схему с высоким импедансом (емкостная модель перекрестных помех) или когда на схему с низким импедансом действует электромагнитное поле с низким волновым сопротивлением (индуктивная модель перекрестных помех).

Рекомендуемая литература

1. *Schelkunoff S. A.* Electromagnetic Waves. Princeton, NJ: D. Van Nostrand Co., Inc., 1943.

ПРИЛОЖЕНИЕ И

ДЕЙСТВИЯ С КОМПЛЕКСНЫМИ ЧИСЛАМИ

Пусть V и I — комплексные числа или векторы (рис. И.1):

$$V = a + jb, \qquad I = c + jd,$$

где $j = \sqrt{-1}$. Модули этих чисел равны

$$|V| = (a^2 + b^2)^{1/2}, \quad |I| = (c^2 + d^2)^{1/2},$$

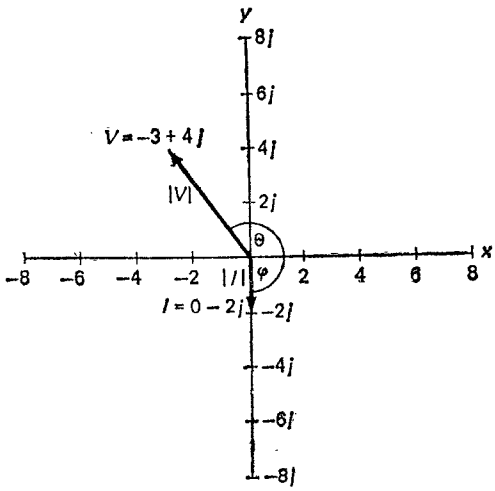

Рис. И.1. Числа на комплексной плоскости.

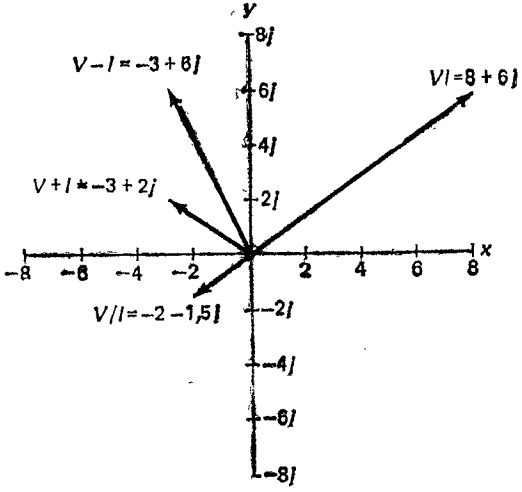

Рис. И.2. Результаты действий с комплексными числами.

а фазовые углы

$$\theta = \operatorname{arctg} b/a, \quad \varphi = \operatorname{arctg} d/c,$$

что позволяет записать

$$V = |V| \cos\theta + j|V| \sin\theta,$$
$$I = |I| \cos\varphi + j|I| \sin\varphi.$$

Тогда сумма, разность, произведение и отношение этих чисел равны (рис. И.2)

$$V + I = (a + c) + j(b + d),$$
$$V - I = (a - c) + j(b - d),$$
$$VI = (ac - bd) + j(ad + bc) =$$
$$= |V||I| \cos(\theta + \varphi) + j|V||I| \sin(\theta + \varphi),$$
$$\frac{V}{I} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + j\frac{bc - ad}{c^2 + d^2} =$$
$$= \cos(\theta - \varphi)|V|/|I| + j \sin(\theta - \varphi)|V|/|I|.$$

АННОТИРОВАННАЯ БИБЛИОГРАФИЯ

1. Consumer Electronics Systems Technician Interference Handbook — Audio Rectification. Washington, D. C.: Consumer Electronics Group/Electronic Industries Association.

Описываются методы выявления и устраиения причин иизкочастотиого выпрямления в звукозаписывающей (воспроизводящей) аппаратуре.

2. Consumer Electronics Systems Technician Interference Handbook — TV Interference. Washington, D. C.: Consumer Electronics Group/Electronic Industries Association.

Описываются методы выявлеиия и устраиения наводок при приеме телевизионных программ.

3. Design Techniques for Interference — Free Operation of Airborne Electronic Equipment. Springfield, VA: NTIS (AD 491 988), 1952.

Подробио описываются практические способы экраиирования и фильтрации. Рассматриваются также методы заземлеиия, контактиых соединений, защиты двигателей и переключателей от электромагиитных иаводок и способы борьбы с иаводками в электроиной аппаратуре.

4. Interference Reduction Guide for Design Engineers, vol. I. Springfield, VA: NTIS (AD 619 666), 1964.

Содержатся сведеиия о частотных спектрах импульсов и генераторов помех; рассматриваются проблемы заземления, контактных соедииений, экранирования и прокладки кабелей. Особое внимание уделяется проектироваиию схем, устойчивых к высокочастотиым иаводкам; содержатся миогочислеиные полезные графики и таблицы проектных данных.

5. *Blakeslee T. R.* Digital Design with Standard MSI and LSI. New York: John Wiley and Sons, 1975.

В двух главах перечисляются все трудности, с которыми приходится сталкиваться при конструироваиии цифровых ИС, включая и проблемы, связаиные с электромоитажом.

6. *Blood W. R., Jr.* MECL System Design Handbook, 4th ed. Phoenix, AZ: Motorola Semiconductor Products, 1983.

Рассматриваются все аспекты коиструироваиия быстродействующих цифровых систем. Упомииаются вопросы конструирования лииий связи и кабелей.

7. *Denny H. W.* et al. Grounding, Bonding, and Shielding Practices and Procedures for Electronic Equipments and Facilities, Vol. I. Springfield, VA: NTIS (AD A022 332), 1975.

Описываются методы заземления зданий и оборудования для защиты от грозовых разрядов и неисправностей в цепях питания. Затрагиваются вопросы контактных соединений, экранирования, паразитных связей и защиты электронного оборудования от электромагнитных импульсов.

8. *Denny H. W.* et al. Grounding, Bonding, and Shielding Practices and Procedures for Electronic Equipments and Facilities. Vol. II. Springfield, VA: NTIS (AD A022 608), 1975.

Описываются методы конструирования и профилактического контроля систем заземления, контактных соединений и экранов.

9. *Denny H. W.* et al. Grounding, Bonding, and Shielding Practices and Procedures for Electronic Equipments and Facilities. Vol. III. Springfield, VA: NTIS (AD A022 871), 1975.

Рассматриваются вопросы стоимости систем заземления.

10. *Denny H. W.* Grounding for the Control of EMI. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1983.

Анализируются различные конструкции систем заземления, сводящие к минимуму уровень помех и наводок в отдельных модулях электронных систем.

11. *Everett W. W., Jr.* Topics in Intersystem Electromagnetic Compatibility. New York: Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1972.

Представлены высокочастотные характеристики компонентов: рассмотрены проблемы заземления, контактных соединений и экранирования.

12. Ficchi R. F., ed. Practical Design for Electromagnetic Compatibility. New York: Hayden Book Co., Inc., 1971.

Анализируются возможные причины электромагнитных наводок; описываются характеристики компонентов, а также проблемы экранирования, заземления и контактных соединений.

13. *Grover F. W.* Inductance Calculations. Instrument Society of America, 1973.

Приводятся формулы и таблицы для расчета индуктивности проводников, линий связи и катушек.

14. *Gunston M. A. R.* Microwave Transmission-Line Impedance Data. New York: Van Nostrand Reinhold Co., 1972.

Приводятся многочисленные сведения, касающиеся конструирования линий связи.

15. *Hilberg W.* Electrical Characteristics of Transmission Lines. Dedham, MA: Artech House Books, 1979.

Выводятся характеристические уравнения для различных линий связи с помощью конформного отображения.

16. *Keenan K.R.* Decoupling and Layout of Digital Printed Circuits. Pinellas Park, FL: TKC, 1985.

Подробно описывается процесс конструирования питающих и заземляющих цепей на печатных платах; обращается внимание на выбор компонентов, обеспечивающих максимальную эффективность конструкции.

17. *Keenan K. R.* Digital Design for Interference Specifications. Pinellas Park, FL: TKC, 1983.

Рассматриваются методы конструирования цифровых систем, сводящие к минимуму проблемы электромагнитной совместимости. Затрагиваются вопросы конструирования печатных плат, кабелей, питающих и заземляющих цепей, источников питания и

экранов. Изложены принципы создания небольшой лаборатории электромагнитной совместимости для испытания новых изделий на стадии их проектирования.

18. *Mardiguian M.* How to Control Electrical Noise. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1983.

Представлены методы конструирования электронных систем, отвечающих требованиям электромагнитной совместимости. Описываются причины возникновения электромагнитных наводок, а также способы экранирования, конструирования печатных плат и кабелей, заземления, контактных соединений и испытаний на электромагнитную совместимость.

19. *Mardiguian M.* Interference Control in Computers and Microprocessor-Based Equipment. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1984.

Затрагиваются вопросы конструирования электронных систем на базе микропроцессоров, удовлетворяющих требованиям электромагнитной совместимости. Освещаются принципы конструирования печатных плат, кабелей и источников питания, а также методы заземления, экранирования, фильтрации и испытаний на электромагнитную совместимость.

20. *Nelson W. R.* Interference Handbook. Wilton, CT: Radio Publications, Inc., 1984.

Анализируются причины возникновения высокочастотных наводок в радиоприемниках, телевизорах и звукозаписывающей (воспроизводящей) аппаратуре. Описываются многочисленные методы выявления источников высокочастотных наводок, а также способы уменьшения уровня излучаемых помех и восприимчивости к ним.

21. *Ott H. W.* Noise Reduction Techniques in Electronics Systems. New York: John Wiley and Sons, 1976.

Одна из лучших книг в данной области, где в доступной форме излагаются все основные принципы конструирования электронных систем. Содержится большое количество полезных практических советов, позволяющих добиться желаемых результатов.

22. *Schelkunoff S. A.* Electromagnetic Waves. Princeton, NJ: D. Van Nostrand Co., Inc., 1943.

Фундаментальное изложение теории электромагнитного поля и экранирования.

23. *White D. R. J.* EMI Control in the Design of Printed Circuit Boards and Backplanes. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1981.

Основное внимание уделяется конструированию печатных плат, удовлетворяющих требованию электромагнитной совместимости.

24. *White D. R. J.* A Handbook on Electromagnetic Shielding Materials and Performance, 2nd ed. Gainesville, VA: Don White Consultants, Inc., 1980.

Излагается теория экранирования и обосновывается выбор материала экрана.

25. *White D. R. J.* A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compativility. Vol. 3. Gainesvile, VA: Don White Consultants, 1973.

Обсуждаются методы устранения трудностей, выявляющихся при испытаниях на электромагнитную совместимость. Затрагиваются вопросы выбора компонентов, а также способы заземления, контактных соединений, экранирования и фильтрации.

26. *White D. R. J.* Shielding Design Methodology and Procedures. Gainesville, VA: Interference Control Technologies, 1986.

Детально рассматривается последовательность процесса конструирования экранов, заканчивающаяся выдачей операционной карты и таблицы проектных данных.

ГЛОССАРИЙ

Высокие частоты. Частоты свыше 300 кГц.

Дифференциальный передатчик. Схема, потребляющая и генерирующая примерно одинаковые токи, текущие соответственно по обратному и прямому сигнальным проводам. Передает сигналы дифференциальному приемнику по симметричным линиям связи.

Дифференциальный приемник. Схема, чувствительная только к разности напряжений в прямом и обратном проводах.

Дифференциальный сигнал. Разность напряжений между прямым и обратным сигнальными проводами.

Диэлектрическая проницаемость. Величина, равная отношению электрической индукции в материале к напряженности электрического поля. Диэлектрическая проницаемость вакуума $\varepsilon = 8{,}85418782$ пФ/м.

Запас помехоустойчивости. Различие между выходным напряжением передатчика и минимально необходимым входным напряжением приемника.

ИС. Интегральная схема.

КМОП ИС. ИС на структуре металл — оксид — полупроводник с комплементарными (*n*- и *p*-канальными) полевыми транзисторами.

Коэффициент заполнения синхросигнала. Отношение длительности синхросигнала к его периоду.

Магнитная проницаемость. Величина, равная отношению магнитной индукции в материале к напряженности магнитного поля. Магнитная проницаемость вакуума $\mu = 1{,}25663706$ мкГн/м.

МОП ИС. ИС на структуре металл — оксид — полупроводник (к МОП ИС относятся КМОП, *n*МОП и *p*МОП ИС).

nМОП ИС. МОП ИС, содержащая полевые транзисторы с каналами *n*-типа.

pМОП ИС. МОП ИС, содержащая полевые транзисторы с каналами *p*-типа.

Объединительная плата (панель). Печатная плата, служащая для соединения всех остальных плат.

Обратный провод. Провод, по которому течет ток от нагрузки к источнику.

Оконечная нагрузка. Схема, расположенная в конце длинной линии связи для уменьшения отражений сигналов.

ОУ. Операционный усилитель.

Плоская волна. Волна, у которой направление распространения одинаково во всех точках пространства.

Предельно допустимое отклонение (ПДО). Разность между номинальным и истинным значениями параметра компонента, превышение которой означает выход его из строя. Выражается в процентах от номинального значения.

Симметричная линия связи. Линия связи, обеспечивающая одинаковые сопротивления, емкость и индуктивность прямого и обратного проводов. Линии связи, состоящие из скрученной пары, симметричны, коаксиальные кабели несимметричны.

Синфазные сигналы. Сигналы с одинаковой фазой, распространяющиеся по прямому и обратному сигнальным проводам.

Скин-эффект. Рапределение переменного тока преимущественно в тонком приповерхностном слое проводника.

Сплошной слой земли. Проводящий слой с низким импедансом, имеющий нулевой потенциал, по которому течет ток обратного сигнала.

Строб-импульс входных данных. Сигиал, загружающий несинхронизированные данные в триггер или защелку для их обработки схемой синхронизации.

Толщина скин-слоя. Толщина слоя в веществе, при прохождении которого электромагнитное поле ослабляется в *е* раз по сравнению с величиной на поверхности проводиика.

ТТЛ ИС. Транзисторно-транзисторные логические ИС, реализуемые на биполярных транзисторах.

Удельное сопротивление. Электрическое сопротивление цилиндрического проводника единичной длины и единичной площади поперечного сечения. Медные проводники, используемые при электромоитаже, имеют удельное сопротивление 17,2 нОм·м.

Ферритовое кольцо. Цилиндр из ферримагнитного материала с высоким удельным сопротивлением с одним или несколькими отверстиями, надеваемый на провод. При высоких частотах его сопротивление велико, а при иизких частотах его сопротивление очень мало.

Электромагнитная совместимость. Способность электронных систем к совместной работе без ухудшения их характеристик.

Электромагнитная восприимчивость. Ухудшение характеристик электроиной системы при воздействии электромагнитного поля.

ЭСЛ ИС. Логические ИС с эмиттерными связями, ИС с эмиттерно-связаниой логикой.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Антенные эффекты 52, 52

Бержерона диаграмма 204
Бнполярные транзнсторы 39, 76, 179
Блуждающне токи 91
Буферные платы 50

Варистор 88
Выбросы тока 34, 37, 42, 89
— напряжения 75, 87, 88, 89
Выводы 46
— изогнутые 47
— параллельные 47
— противоположно иаправленные 47
Выпрямители 37

Гальваннческий эффект 52
Гасящий резнстор 56

Дарлингтона пара 179
Двнгатели 83, 84
Делнтель емкостной 58
— резнстнвно-емкостной 70
— резистивный 58, 69
Диоды 37
— выпрямительные 89
— *Шотки* 38
Дифференцнальный снгнал 54
— усилитель 59
Диэлектрическая проницаемость 180, 182
Длинные выводы 50, 162
Дребезг 55, 80
Дроссель 109
Дуговой разряд 78, 84

Емкостная нагрузка 56

Заземление 45, 51, 52, 98
— гирлянда 104
— комбнннрованное 103
— многоточечное 102
— одноточечное 101, 102
— плавающее 100
Заземляющая перемычка 115
— плоскость 105, 106
— сетка 106, 107
Запас помехоустойчивости 233
Защелкивание 38, 75
Звон 89
Зеебека эффект 52
«Земля» 45
— корпусная 99
— сигнальная 99
— силовая 92, 99
— схемная 92, 99

Источники питания импульсные 86, 93
— линейные 86, 87, 94

Кабель коаксиальный 69, 133
— плоский 69
КМОП ИС 70
Компактный монтаж 77
Компрессия 111
Конденсаторы 28, 179
Контактные площадки 106

Копланарные линии 119
Коэффициент заполнения синхросигнала 67
— формы 195
Критическое сопротивление 24
— — последовательное 26

Линии связи 194
— двунаправленные 70
— длинные 69, 195
— короткие 194
— несогласованные 62
— однонаправленные 69, 70
Ложное срабатывание 39

Межобмоточная емкость 31
Многокаскадные усилители 55
Монтажные платы 116

Низкочастотное выпрямление 74

Оконечная нагрузка 70
Операционные усилители (ОУ) 39
Оптрон 109

Паразитная связь 46
— —емкостная 49
— — индуктивная 48
Паразитные колебания 54
— — в транзисторах 39, 77
— — — сигнальных цепях 161
— — — цепях источников питания 51
— — логических схем 68
— — операционного усилителя 56
— — — — неинвертирующего 57
— составляющие 23
Паразитный контур 109
Передающие линии с распределенными параметрами 104
Перекрестные помехи 62, 211
Печатные платы 52, 116, 160
— двухсторонние 119
— многослойные 119, 120
Полевые транзисторы 39, 76
Помехоустойчивость источника питания 89
Предельно допустимое отклонение 176, 234
Предельный режим работы верхний 177
— — — нижний 177

Реактивная нагрузка 56
Резисторы 25
RC-цепочки 75

Самовозбуждение 76
Сдвиговые регистры 50
Сетевой фильтр 134
Симметрирование входных токов смещения 57
Снихроизация 67
Скин-эффект 186, 234
Скрученная пара 132, 197
Согласующий импеданс 69
Сосредоточенный импеданс катушки индуктивности 29
— — конденсатора 25
— — проводника 45
— — резистора 23
— — трансформатора 31
Сплошной слой земли 190, 191, 234
Стабилитрон 38
Статический заряд 100
Стоячие волны 51, 99
Стробирование входных данных 67

Тактирующие синхросигналы 67
Термоэлектрические эффекты 52
Тиристоры 38—39, 75
Тлеющий разряд 78
Транзистор 94
Трансформаторы 31—33, 92, 108
Трапецеидальный импульс 40, 42
Триаксиальный кабель 133, 134
Трибоэлектрический эффект 52
ТТЛ ИС 70

Устройства ввода/вывода 74
— защиты от перенапряжения 88

Ферритовое кольцо 164, 165
Фильтр 89, 91
— верхних частот 161
— кратковременных импульсных помех 167
— нижних частот 161, 162
— полосовой 162
— режекторный 163
— — полуволновой 163
— — четвертьволновой 163
— Т-образный 161
— узкополосный 162

Холодная пайка 74

Цепь возврата 98, 99
Цифровые ИС 40, 41, 104

Четные гармоники 84

Шунтирование ОУ 55
— цифровых схем 65

Экранирование 92
— двойное 92
Электровакуумные приборы 39
Электромагнитные помехи 51
Экраны 107, 135, 148—150
— многослойные 146
ЭСЛ ИС 234
Эффективность экранирования 139, 141, 148

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие редактора перевода 5
Предисловие 8
Выражеиие признательности 11
Список обозначений 13

Глава 1. Введенне 19
Глава 2. Пассивиые компоненты 22
Глава 3. Актнвные компоненты 37
Глава 4. Электромонтаж и паразитные связи 44
Глава 5. Аналоговые схемы 54
Глава 6. Цифровые схемы 62
Глава 7. Проектнрование схем сопряжения 74
Глава 8. Источники питания 86
Глава 9. Разбиение и компоновка узлов 96
Глава 10. Заземление 98
Глава 11. Контактные соединения 111
Глава 12. Монтажные платы 116
Глава 13. Проводной монтаж и печатный монтаж панели 129
Глава 14. Экранирование 139
Глава 15. Фильтрация 160
Глава 16. Поиск источников помех и их устранение 170
Приложенне А. Конструирование на худший случай . . . 176
Приложение Б. Свойства типичных проводников 180
Приложение В. Свойства типичных диэлектриков 184
Приложение Г. Свойства одннночных проводников 185
Приложение Д. Свойства линий связи 194
Приложение Е. Отражения в линиях связи 200
Приложение Ж. Перекрестные помехи в линиях связи . . . 211
Приложение З. Уравнення электромагнитного поля 220
Приложение И. Действия с комплексными числами 226
Аннотированная библиография 229
Глоссарий 233

Предметный указатель 235

УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!

Ваши замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и др. просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, издательство «Мир».

Научное издание

Джон Барнс
ЭЛЕКТРОННОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ:
Методы борьбы с помехами

Заведующий редакцией Ю. А. Кузьмин
Ст. научный редактор М. Я. Рутковская
Художник В. Медников
Художественный редактор В. И. Шаповалов
Технический редактор Т. А. Мирошина
Корректор М. Е. Савина

ИБ № 7147

Сдано в набор 05.05.89. Подписано к печати 23.11.89.
Формат 84×108$^{1}/_{32}$. Бумага кн.-журн. Печать высокая.
Гарнитура литературная. Объем 3,75 бум. л. Усл. печ. л. 12,60.
Усл. кр./отт. 12,60. Уч.-изд. л. 11,53. Изд. № 8/6527. Тираж 30 000 экз.
Зак. 156. Цена 1 р. 10 к.

Издательство „Мир"
В/О «Совэкспорткнига» Государственного комитета СССР по печати.
129820, ГСП, Москва, 1-й Рижский пер., 2.

Ленинградская типография № 2 головное предприятие ордена
Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения
«Техническая книга» им. Евгении Соколовой Государственного
комитета СССР по печати. 198052, г. Ленинград, Л-52,
Измайловский проспект, 29.