



Т. В. Молодечкина
В. Ф. Алексеев
М. О. Молодечкин

**ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Часть 2

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ
КОМПЛЕКС



Татьяна Викторовна МОЛОДЕЧКИНА

кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств.

Окончила Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Конструирование и производство радиоаппаратуры».

В 1989 г. начала работать в НПИ.

В 2004 г. защитила кандидатскую диссертацию. Область научных исследований – материаловедение.



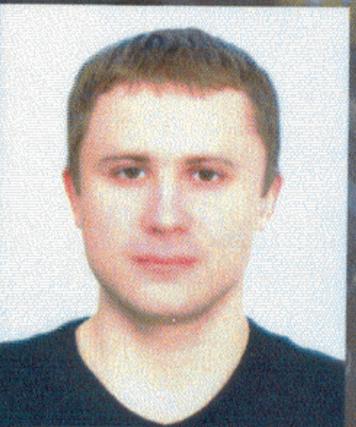
Виктор Федорович АЛЕКСЕЕВ

кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

В 1977 г. окончил Минский радиотехнический институт. Получил квалификацию «инженер-конструктор-технолог радиоаппаратуры».

Занимается исследованиями в области конструирования радиоэлектронных средств и моделирования тепловой нестационарности полупроводниковых структур и интегральных схем.

Автор более 300 публикаций.



Максим Олегович МОЛОДЕЧКИН

магистр технических наук, ассистент кафедры защиты информации Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

В 2008 г. окончил БГУИР.

ISBN 978-985-531-377-0



9 789855 313770

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Полоцкий государственный университет»

Т. В. Молодечкина

В. Ф. Алексеев

М. О. Молодечкин

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Учебно-методический комплекс
для студентов специальности 1-39 02 01
«Моделирование и компьютерное проектирование РЭС»

В 2 частях

Часть 2

Новополоцк
ПГУ
2013

УДК 621.396(075.8)
ББК 32.844я 73
М 75

Рекомендовано к изданию методической комиссией
радиотехнического факультета (протокол № 2 от 16.11.2011)

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

канд. техн. наук, доц. каф. микро- и наноэлектроники УО «Белорусский
государственный университет информатики и радиоэлектроники»
В. Р. СТЕМПИЦКИЙ;
канд. физ.-мат. наук, доц. каф. физики УО «Полоцкий государственный
университет» **С. А. ВАБИЩЕВИЧ**

Молодечкина, Т. В.
М 75 Физические основы проектирования радиоэлектронных средств :
учеб.-метод. комплекс для студентов специальности 1-39 02 01
«Моделирование и компьютерное проектирование РЭС». В 2 ч. Ч. 2 /
Т. В. Молодечкина, В. Ф. Алексеев, М. О. Молодечкин. – Новополоцк :
ПГУ, 2013. – 224 с.
ISBN 978-985-531-377-0.

Разработан в соответствии с учебным планом, типовой программой
курса. Содержит рабочую программу курса, лекционный курс, указания к
выполнению лабораторных и практических работ, рекомендуемую литературу.

Предназначен для студентов, магистрантов, аспирантов радиотехниче-
ских специальностей, преподавателей вузов и средних учебных заведений,
инженерно-технических работников.

УДК 621.396(075.8)

ББК 32.844я 73

ISBN 978-985-531-375-6
ISBN 978-985-531-377-0 (ч. 2)

© Молодечкина Т. В., Алексеев В.Ф., Молодечкин М. О., 2013
© УО «Полоцкий государственный университет», 2013

Тема 5. ЗАЩИТА КОНСТРУКЦИЙ РЭС ОТ ДИНАМИЧЕСКИХ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

5.1. Особенности проектирования РЭС с учетом влияния механических факторов

5.1.1. Виды и параметры механических воздействий

В процессе эксплуатации конструкции РЭУ могут подвергаться воздействию целого ряда механических факторов – вибраций, ударов, линейных нагрузок, акустических шумов, комплексных воздействий. При этом, как показывает опыт эксплуатации, наибольшее разрушающее влияние на конструкцию оказывает различного рода вибрация.

Вибрацией называется знакопеременное воздействие механической силы, характеризуемое амплитудой (ускорением), частотой и фазой. Различают гармонические (узкополосные) и широкополосные вибрации.

Удары характеризуются кратковременным (мгновенным) воздействием механической силы на аппарат и отличаются длительностью и амплитудой.

Ударные нагрузки могут воздействовать на аппаратуру не только при ее эксплуатации на подвижных объектах, но и при транспортировании, при погрузочно-разгрузочных работах.

Вибрации и удары характеризуются направленностью приложения механической силы.

Линейные нагрузки возникают при разгоне и торможении транспортных средств, изменении направления движения.

Акустический шум – это распространяющиеся в газах, жидкостях и в материале конструкции упругие волны. Они имеют в большинстве случаев пространственный характер и также характеризуются интенсивностью и частотой. Акустические шумы возникают при работе мощных двигателей (особенно реактивных), а также из-за возникающих аэродинамических эффектов при движении самолетов или ракет в достаточно плотных слоях атмосферы.

Комплексные воздействия – это комбинация из первых четырех вышеназванных. Например, может быть одновременное воздействие на изделие вибраций и ударов, вибраций и линейных нагрузок и т.д. Подобные воздействия наиболее часто встречаются в реальных условиях эксплуатации.

Частотный диапазон вибраций, воздействующих на изделия РЭУ, может быть в пределах 0 – 7000 Гц, амплитуда вибраций может достигать

40 мм, ускорение – до 20 g (при ударах, толчках и взрывах снарядов – до 200 g), замедления – до 4 g . Величина акустического шума на частоте 30 кГц может превышать пороговый уровень на 740 – 160 дБ.

Параметры гармонических вибраций

Амплитуда виброскорости:

$$V = A\omega = A2\pi f . \quad (5.1)$$

Виброускорение определяется как первая производная от виброскорости или вторая производная от вибросмещения:

$$y'' = -A\omega^2 \sin \omega t = -A(2\pi f)^2 \sin 2\pi f t . \quad (5.2)$$

Амплитуда виброускорения:

$$W = A\omega^2 = A(2\pi f)^2 . \quad (5.3)$$

В технической литературе и в инженерной практике величину виброускорения часто выражают в единицах ускорения свободного падения g ($g = 9,8 \text{ м/с}^2$). Для перехода от одной единицы измерения величины ускорения к другой можно воспользоваться формулой

$$j = \frac{W}{g} \approx 4Af^2 . \quad (5.4)$$

Периодические вибрации в виде искаженной синусоиды или другой сложной формы наиболее часто встречаются на реальных подвижных объектах, где могут эксплуатироваться РЭС. Подобные периодические процессы при анализе представляют в виде ряда Фурье:

$$F(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \cos n\omega t + c_n \sin n\omega t) , \quad (5.5)$$

где a_0, b_n, c_n – коэффициенты ряда Фурье; n – номер гармонической составляющей.

Амплитуда любой гармоники с номером n определяется из выражения

$$A_n = \sqrt{b_n^2 + c_n^2} . \quad (5.6)$$

Графическая интерпретация преобразования Фурье представлена на рис. 5.1.

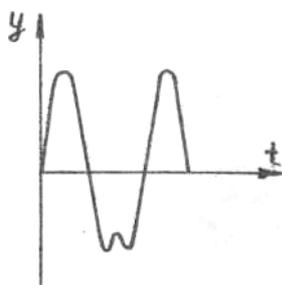


Рис. 5.1. Представление периодического процесса сложной формы во временной области

Некоторые современные вычислительные комплексы в библиотеке стандартных программ имеют программу, с помощью которой можно осуществить преобразование периодического процесса сложной формы в ряд Фурье.

Исходные данные для расчета на ЭВМ по такой программе (T, h_i, A_i) представлены на рис. 5.2.

Параметры случайных вибраций

Если внешнее воздействие синусоидально, а рассматриваемая линейная система устойчива, то по истечении некоторого промежутка времени свободные колебания системы затухают и остаются только вынужденные колебания, параметры которых вычислить несложно. Однако если внешняя сила является случайной, то свободные колебания постоянно возобновляются и движение системы является сложной смесью свободных и вынужденных колебаний. Именно такие колебания блоков и элементов РЭС имеют место на подвижных объектах, двигательные установки которых или условия движения создают случайные механические воздействия.

Случайная вибрация в отличие от детерминированной не может быть описана точными математическими соотношениями. Для ее характеристики можно использовать математическое ожидание и дисперсию случайной величины. У вибрационных процессов с одинаковыми математическим ожиданием и дисперсией характер изменения по оси времени может быть различным (различная растянутость вдоль временной оси). Поэтому целесообразнее случайную вибрацию характеризовать с помощью метода частотного анализа, а не временного. Для этой цели используются такие характеристики, как спектральная плотность мощности колебательного процесса и корреляционная функция, которые взаимосвязаны между собой соотношением Хинчина – Винера.

Для стационарных случайных функций, математические ожидания которых сохраняют одно и то же постоянное значение при всех значениях аргумента t и корреляционные функции которых зависят только от разности аргументов $t_2 - t_1 = \tau$,

спектральная функция

$$S(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} k(\tau) \cos \omega \tau d\tau; \quad (5.7)$$

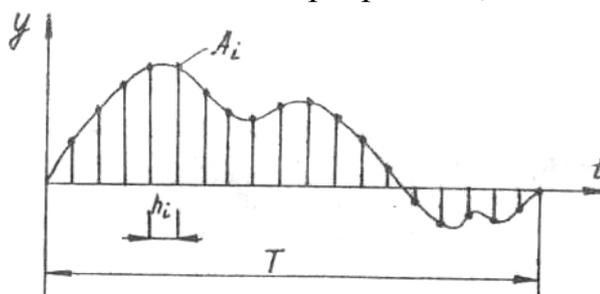


Рис. 5.2. Подготовка данных для анализа сложного периодического процесса на ЭВМ

корреляционная функция

$$k(\tau) = \int_0^{\infty} S(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (5.8)$$

Функцию частоты $S(\omega)$ называют спектральной плотностью мощности случайной функции $x(t)$, так как при $\tau = 0$ имеем:

$$k(0) = \int_0^{\infty} S(\omega) d\omega. \quad (5.9)$$

Поскольку $k(0)$ есть мощность стационарной случайной функции $x(t)$ %, то $S(\omega)$ отражает распределение этой мощности по частотам (рис. 5.3).

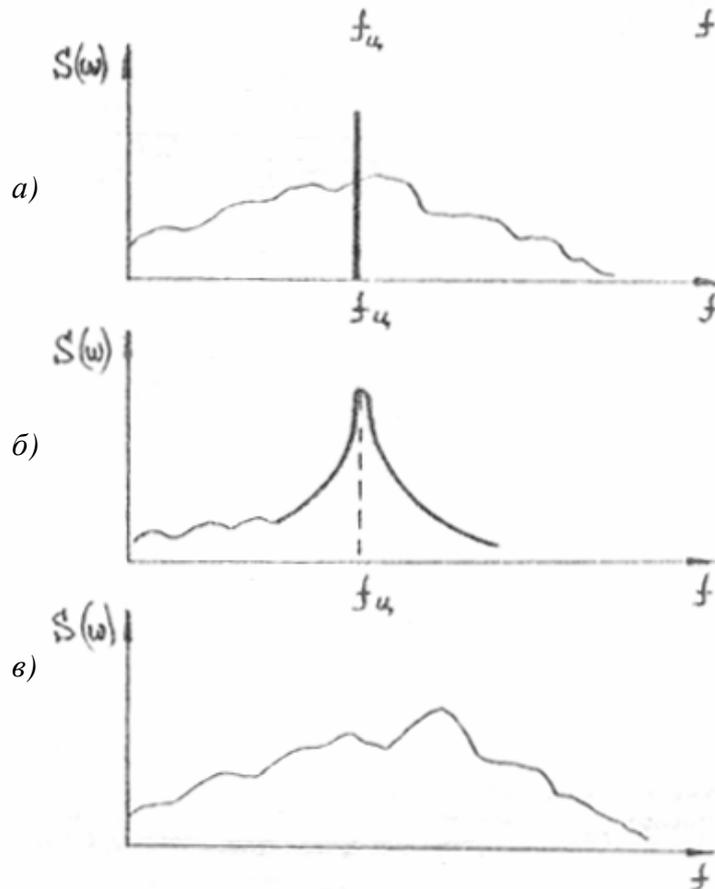


Рис 5.3. Спектральные плотности: а – гармонический процесс плюс случайный; б – узкополосный случайный процесс, в – широкополосный случайный процесс

Параметры ударных нагрузок

В отличие от гармонических колебаний удар является неустойчившимся процессом. Это составляет основную сложность при анализе воздействия удара на аппаратуру и при расчете ее системы амортизации на удар.

Сущность удара: кинетическая энергия соударяющихся тел преобразуется в энергию упругой деформации.

Ударом принято называть мгновенное изменение скорости движения тела на конечную величину за очень короткий промежуток времени. Удар обычно является результатом внезапного приложения силы или внезапного изменения направления либо скорости движения.

Практически мгновенного изменения скорости движущегося объекта не бывает, однако такое допущение может быть принято в том случае, когда изменение скорости происходит в течение промежутка времени, малого по сравнению с полупериодом собственных колебаний рассматриваемой упругой системы.

Внезапно приложенная сила или внезапное изменение движения упругой системы заставляет ее совершать колебательные движения, как переходные, так и собственные.

Возбуждение системы при ударном воздействии возникает непериодически в виде механических импульсов различной формы. В простейших случаях импульсы именуется соответственно их форме или графическому изображению – прямоугольные, треугольные, полусинусоидальные (рис. 5.4).

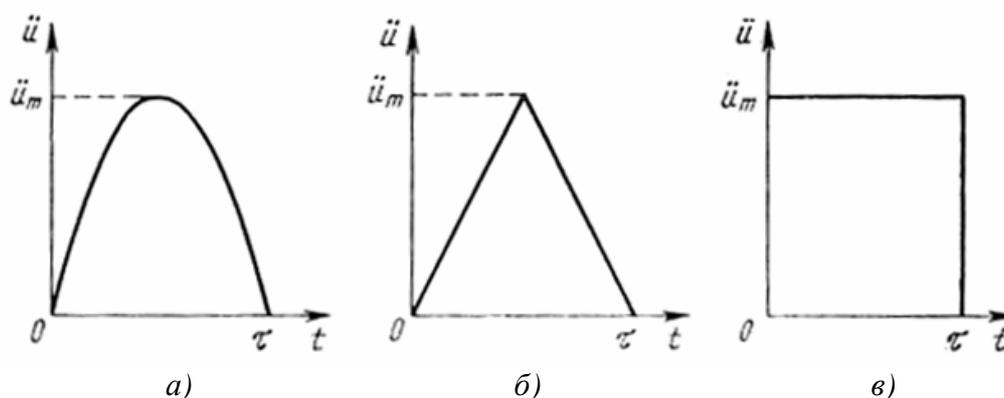


Рис. 5.4. Ударные импульсы: *a* – полусинусоидальный; *б* – треугольный; *в* – прямоугольный

В теоретических исследованиях широко применяются различные нормализации импульсов и замена одних импульсов другими, например, эквивалентными по энергии.

Участок нарастания отдельного импульса называется фронтом, участок спада – срезом.

Как указывалось ранее, упругие системы, строго говоря, всегда имеют бесконечное число степеней свободы, поэтому их расчет в предполо-

жении, что они обладают лишь одной или несколькими степенями свободы, приводит к некоторым погрешностям. Ошибки, возникающие вследствие этого при расчете на ударную нагрузку, как правило, более значительны, и их труднее оценить, чем при расчете установившихся колебательных процессов.

Рассмотрим удар, возникающий в результате движения основания, на котором установлено упруго закрепленное тело. При этом считается, что и тело, и основание абсолютно жесткие. Эффективность амортизации оценивается величиной силы, передаваемой амортизацией от основания к телу. В результате этого возникает движение тела, которое может быть охарактеризовано величиной перемещения или ускорения.

Для простейшей линейной системы с одной степенью свободы уравнение движения будет

$$m\ddot{\delta} + F(\dot{\delta}, \delta) = -m\ddot{u}, \quad (5.10)$$

где m – масса тела; $\delta = x - u$ – прогиб упругой системы; $F(\dot{\delta}, \delta)$ – силы упругости и сопротивления, приложенные к телу; u – абсолютное перемещение основания.

Первоначально система находится в состоянии покоя ($u' = \delta' = 0$) и равновесия ($u = \delta = 0$). Внешний удар вынуждает основание перемещаться. Соответствующее движение системы может быть выражено через ускорение основания u'' . Тогда из уравнения (5.10) могут быть определены максимальные величины δ (прогиб упругой системы) и $F(\dot{\delta}, \delta)$, а их значения сравнены с допустимыми перемещением и силой.

Дифференциальное уравнение движения системы с одной степенью свободы без силы сопротивления имеет вид:

$$m\ddot{\delta} + F(\delta) = -m\ddot{u}, \quad (5.11)$$

где $F(\delta)$ – упругая сила амортизатора, возникающая в результате прогиба δ , имеющего положительное значение при растяжении.

Характер действия мгновенного изменения скорости (скачка скорости) с величиной u'_m на упругую систему в начальный момент времени $t = 0$ зависит от выбора начальных условий.

При $t = 0$, $\delta = 0$ и $\delta' = u'_m$ в результате однократного интегрирования уравнения (5.11) получим:

$$\delta^2 = \dot{u}_m^2 - \frac{2}{m} \int_0^{\delta} F(\delta) d\delta. \quad (5.12)$$

В момент максимального прогиба $\delta = \delta_m$ значение скорости перемещения $\delta' = 0$, тогда уравнение (5.12) можно переписать следующим образом:

$$\int_0^{\delta} F(\delta) d\delta = m \dot{u}_m^2 / 2. \quad (5.13)$$

Правая часть уравнения (5.13) соответствует кинетической энергии системы, а интеграл в левой части – работе системы амортизации, которая равна упругой потенциальной энергии, накопленной в амортизаторе при отсутствии демпфирования.

В некоторых случаях с помощью уравнения (5.13) можно находить параметры системы амортизации:

- максимальный прогиб амортизатора δ_m при ударе;
- максимальную силу

$$F_m = F(\delta_m) = m x''_m, \quad (5.14)$$

где x''_m – максимальное абсолютное ускорение тела;

- соответствующее этому изменению скорости u'_m .

Обычно требуется, чтобы перемещения или ускорения тела, возникающие в результате удара, не превышали максимально допустимых значений перемещения $\delta_{дон}$ или ускорения $x''_{дон}$, т.е.

$$\delta_m \leq \delta_{дон}, \quad x''_m \leq x''_{дон}.$$

Ускорение определяется из уравнения (5.12) по величине скорости δ' и времени t , соответствующего данному значению δ :

$$t = \int_0^{\delta} d\delta / \dot{\delta}. \quad (5.15)$$

Из уравнения (5.15) и отношения $x'' = F(\delta)/m$ находится искомое ускорение.

Иногда бывает трудно произвести интегрирование уравнений (5.12) и (5.14), тогда используют приближенные аналитические, численные или графические решения задачи.

Для положительных импульсов $u'' > 0$, имеющих одно максимальное значение и определенную длительность, важны три основные характеристики:

- максимальное ускорение u''_m ;
- длительность τ ;
- изменение скорости.

На рис. 5.5 показан некоторый произвольный импульс. Зависимость между ускорением, длительностью и величиной изменения скорости имеет вид:

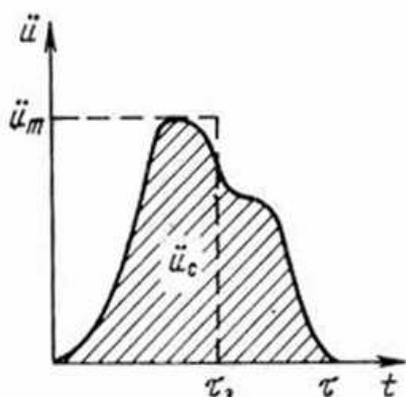


Рис. 5.5. Ударный импульс произвольной формы

$$\dot{u}_c = \int_0^{\tau} \ddot{u} dt, \quad (5.16)$$

где величина интеграла соответствует площади заштрихованной области (см. рис. 5.5).

Прямоугольный импульс, эквивалентный произвольному ударному импульсу, характеризуется одинаковым с ним максимальным ускорением u_m и одинаковой величиной изменения скорости u'_c . На рис. 5.5 горизонтальная и вертикальная пунктирные линии очерчивают эквивалентный прямоугольный импульс, соответствующий заштрихованному импульсу. Из второго условия и уравнения (5.16) эффективная длительность прямоугольного импульса равна:

$$\tau_э = \frac{1}{\ddot{u}_m} \int_0^{\tau} \ddot{u} dt. \quad (5.17)$$

5.1.2. Воспроизведение механических воздействий на испытательных стендах

Соответствующими стандартами предусмотрены различные виды испытаний РЭС на механические воздействия. Определены и степени жесткости испытаний, количество которых различно для разных видов. Так, например, для вибраций установлено 14 степеней жесткости, для ударов — 4 и т.д.

Для воспроизведения вибраций используются механические, электродинамические, гидравлические, пьезоэлектрические и другие разновидности вибростендов. Наибольшее распространение при испытаниях РЭС получили электродинамические и механические вибростенды (рис. 5.6).

Ударные испытательные установки могут быть механические (со свободным перемещением рабочего стола и маятниковые копры), электродинамические и др.

Конструктивное исполнение и принципы действия наиболее употребительных механических установок представлены на рис. 5.7.

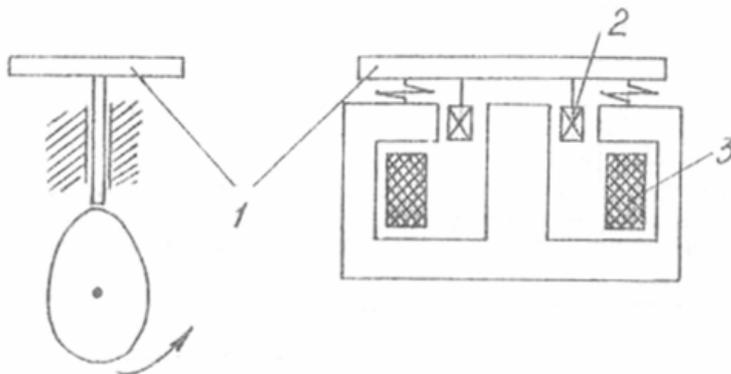
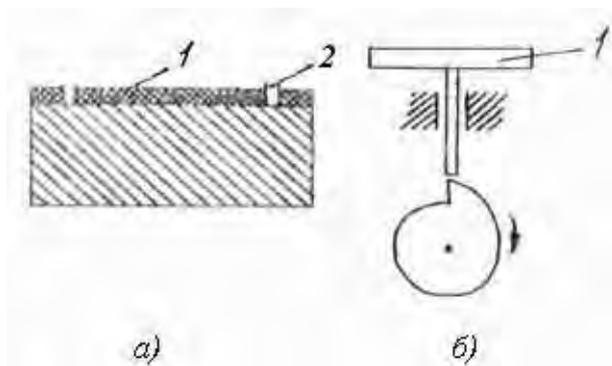


Рис. 5.6. Конструкции механического (а) и электродинамического (б) вибростендов:
1 – рабочий стол; 2 – подвижная катушка сигнала возбуждения;
3 – катушка подмагничивания

Рис. 5.7. Ударные испытательные установки: а – со свободным падением рабочего стола; б – кулачкового типа для воспроизведения многократных ударных процессов; 1 – рабочие столы вибростендов; 2 – прокладка



Линейные нагрузки воспроизводят на центрифугах (вращающихся дисках), создающих в горизонтальной плоскости радиально-направленные ускорения (рис. 5.8).

Величина возникающего ускорения на расстоянии R от центра диска определяется выражением

$$W = \frac{V^2}{R}, \quad (5.18)$$

где V – линейная скорость движения объекта испытаний по окружности.

Акустические шумы воспроизводят в специально оборудованных помещениях либо в реверберационных камерах (рис. 5.9.)

Отсутствие параллельных стенок в подобных камерах позволяет получить в объеме равномерное акустическое поле (исключается появление стоячих волн).

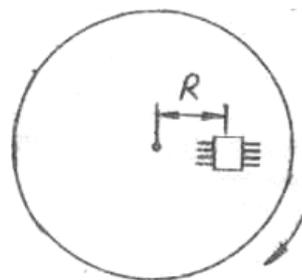


Рис. 5.8. Диск центрифуги

Источниками акустического шума в испытательных установках могут служить:

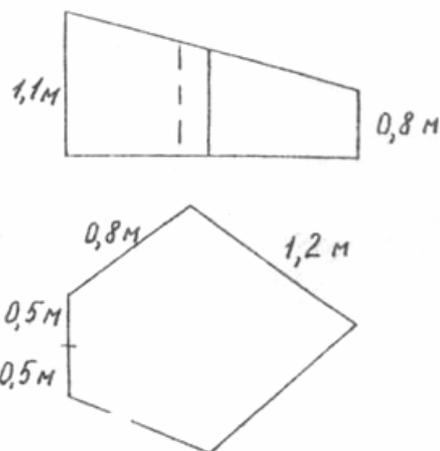


Рис. 5.9. Реверберационная камера

- динамические сирены;
- статические сирены;
- мощные электродинамические громкоговорители.

Уровни звуковых давлений акустического шума или тона меняющейся частоты могут достигать при испытаниях РЭС 160 – 170 дБ. Уровень звукового давления определяется из выражения

$$L = 20 \lg \frac{P}{P_0} \text{ дБ}, \quad (5.19)$$

где P – звуковое давление шума или тона, Па; $P_0 = 2 \cdot 10^{-5}$, Па – звуковое давление порога слышимости.

При производстве РЭС возможны следующие виды испытаний:

- обнаружение резонансных частот;
- виброустойчивость;
- вибропрочность;
- ударная прочность;
- воздействие одиночных ударов;
- воздействие линейных (центробежных) нагрузок;
- воздействие акустических шумов.

Испытаниям на обнаружение резонансных частот подвергаются новые разработки конструкций РЭС. Дальнейшие испытания РЭС определяются условиями эксплуатации, и на воздействие наиболее типичных видов нагрузок аппаратура должна быть испытана. Определяющим условием, позволяющим выбрать наиболее рациональный метод испытаний, является информация о значениях резонансных частот изделий, полученных расчетным или экспериментальным путем. Например, если собственная частота печатной платы превышает верхнюю частоту диапазона воздействующих вибраций более чем в 1,5 раза, то применяется метод испытаний на одной фиксированной частоте. Если резонансные частоты не установлены – метод качающейся частоты. Если объект имеет не менее четырех собственных частот в заданном диапазоне – метод случайной вибрации.

Особенности проведения испытаний на механические воздействия освещены в литературных источниках по вопросам испытаний РЭС и испытательного оборудования.

5.1.3. Методы оценки эксплуатационных механических воздействий

В соответствии с назначением и измеряемой величиной средства измерений параметров механических воздействий подразделяют на измерители перемещения, скорости, ускорения, силы, акустического давления, статического давления и вращательного момента.

В измерительных устройствах параметров механических воздействий часто используют логарифмическую единицу отношения частот, равную октаве или ее дробным частям, которую определяют из выражения

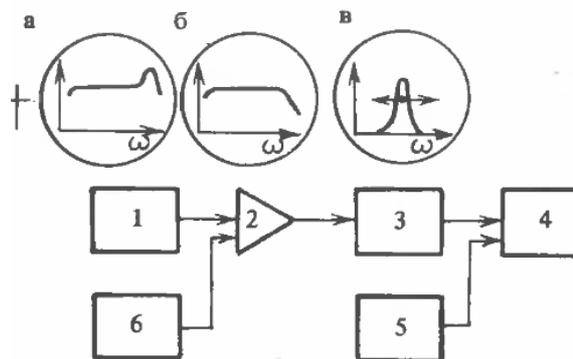
$$L_f = \log_2(f_в/f_н), \quad (5.20)$$

где $f_в$ – верхнее значение частоты; $f_н$ – нижнее значение частоты.

Таким образом, октавой называется интервал, ограниченный частотами с отношением 2 : 1; половине октавы соответствует $f_в/f_н = \sqrt{2} = 1,41$, трети – $f_в/f_н = \sqrt[3]{2} = 1,26$ и т.д.

Средства измерений параметров механических воздействий обычно строятся по структурной схеме, представленной на рис. 5.10.

Рис. 5.10. Структурная схема измерения параметров механических воздействий: а – АЧХ ИП; б – АЧХ СУ; в – АЧХ фильтра; 1 – ИП; 2 – СУ; 3 – полосовой фильтр; 4 – РУ; 5 – устройство управления запуском развертки при записи ударных процессов; 6 – градуировочное устройство



На рис. 5.10 условно отмечены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) элементов измерительных устройств, служащих для обеспечения требуемой точности измерений. Так, ИП обычно имеет равномерную АЧХ во всем диапазоне частот механических воздействий, а его собственный механический резонанс располагается за пределами диапазона измерений. Своими габаритами и массой ИП не должен вносить существенной погрешности при измерениях.

Широкополосностью и равномерностью АЧХ характеризуется также и согласующий усилитель. Важное значение имеет и динамический диапазон ИП и СУ, т.е. предельные величины параметров механических воздействий, которые могут быть зарегистрированы с помощью этих устройств без искажений.

Фильтрующее устройство может обеспечивать перестройку (переключение) октавных полос фильтрации во всем диапазоне измерений. При измерении параметров механических воздействий применяются измерительные преобразователи различных типов – трансформаторные, индуктивные, электродинамические, электромагнитные, емкостные, резистивные, пьезоэлектрические, электронные (механотроны) и др. Каждый из указанных типов ИП обладает определенными преимуществами и недостатками.

Наибольшее распространение в практике измерений параметров вибраций, ударов и линейных ускорений получили пьезоэлектрические ИП. Это объясняется тем, что они по своим техническим возможностям (чувствительности, частотному диапазону, простоте и надежности конструкции) превосходят другие ИП, а также обладают малыми габаритами и массой, что имеет важное значение при измерениях в конструкциях микроэлектронной аппаратуры. Например, пьезоэлектрические ИП для измерения ускорений, так называемые акселерометры, имеют диапазон измеряемых ускорений от 10^{-2} до $4 \cdot 10^5$ м/с², равномерную АЧХ от долей герц до десятков килогерц и массу, составляющую единицы граммов. Их чувствительность к действию механических воздействий по напряжению составляет от 2 до 10 мВ/г.

5.1.4. Характеристики производственных механических воздействий и методы их оценки

В процессе проведения технологических операций сборки и монтажа современных РЭС ряд технологических операций может приводить к существенным механическим воздействиям на элементную базу микроэлектронной аппаратуры.

К такого рода технологическим операциям относятся:

- ультразвуковая сварка;
- ультразвуковая очистка;
- гибка и обрезка электродных выводов ЭРЭ;
- механическое закрепление ЭРЭ;
- заливка и лакировка ЭРЭ полимерными компаундами.

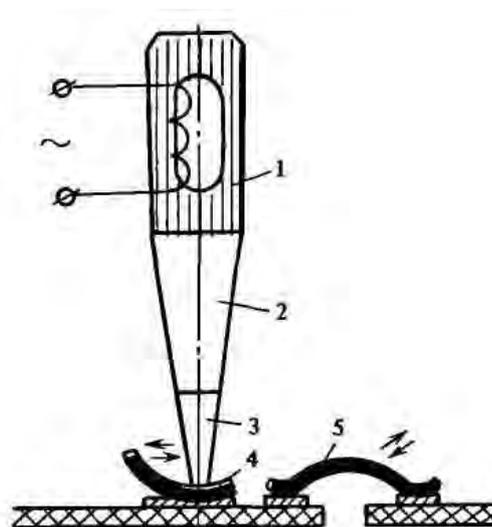
Ультразвуковая сварка применяется для образования контактных микросоединений в интегральных микросхемах и микросборках РЭС.

В процессе ультразвуковой сварки в зону образования контакта подводятся ультразвуковые (УЗ) колебания с амплитудой 1 – 5 мкм и частотой 20 – 60 кГц. С помощью таких колебаний имеется возможность снизить температуру при микросварке, а также улучшить качество микросоединений.

В свариваемой зоне УЗ колебаниями создаются сложные механические напряжения, которые приводят к пластической деформации соединяемых материалов, удалению оксидов из зоны контакта, образованию мостиков схватывания и, наконец, появлению сварного соединения.

Для осуществления ультразвуковой сварки от мощного генератора на технологический инструмент подается переменное напряжение. С помощью преобразователя (например, магнитостриктора) электрическое напряжение преобразуется в УЗ колебания соответствующей частоты. Последние через концентратор и технологический наконечник подводятся в зону контакта. Привариваемый микропровод прижимают наконечником к контактной площадке и воздействуют на него возвратно-поступательными или вращательными колебаниями наконечника (пуансона) с частотой УЗ колебаний (рис. 5.11).

Рис. 5.11. Ультразвуковая сварка:
1 – магнитострикционный пакет;
2 – концентратор ультразвука;
3 – наконечник инструмента;
4 – привариваемый микропровод;
5 – образованное ранее
микросоединение, возбуждаемое
инструментом



В процессе УЗ сварки в зоне контакта инструмента выделяется значительная механическая энергия, которая через твердое тело распространяется по всей микроконструкции. Поэтому в ранее образованных микросоединениях энергия УЗ колебаний может возбудить резонансные или вынужденные колебания с большими амплитудами. Появление таких колебаний приводит к снижению прочности и надежности микросоединений.

Чтобы избежать нежелательных последствий УЗ сварки, следует контролировать ее режимы – частоту, амплитуду колебаний, время сварки. Частоту сварки выбирают по возможности вне диапазона резонансных частот микроконтактов, которые могут быть рассчитаны. Время сварки принимают минимальным, для чего обычно используют групповую УЗ

сварку, когда воздействуют на все (или несколько) привариваемых контактов одновременно.

С появлением микроэлектронной аппаратуры, где расстояния между токоведущими элементами могут составлять десятые доли миллиметра, единственным способом, позволяющим очистить их от флюсов и других технологических загрязнений, стала *ультразвуковая очистка (УЗО)*. Другие виды очистки не позволяют выдержать требуемые электрические параметры микроминиатюрных узлов РЭС и приборов.

Для осуществления УЗО смонтированный узел (печатную плату или микросборку) помещают в ванну, заполненную растворителями флюсов и жировых соединений. В качестве последних обычно используют спирто-бензиновые, спирто-фреоновые смеси, воду с раствором поверхностно-активных веществ, деионизированную воду и др. К ванне с растворителями подводят УЗ колебания, которые интенсифицируют очистку помещенного туда узла (рис. 5.12).

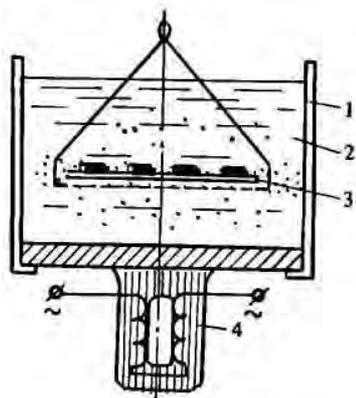


Рис. 5.12. Ультразвуковая очистка:

- 1 – ультразвуковая ванна;
- 2 – жидкий растворитель;
- 3 – очищаемая плата с ЭРЭ;
- 4 – источник УЗ колебаний (магнитостриктор)

В жидкости при распространении УЗ колебаний достаточно высокой интенсивности возникает ряд эффектов – переменное звуковое давление, звуковой ветер, кавитация и др.

Акустическая кавитация возникает при прохождении в жидкости упругих волн УЗ колебаний, когда на полупериоде растяжения микрообъемы жидкости разрываются и в результате образуются кавитационные полости. Последние на полупериоде сжатия будут захлопываться, вызывая появление звукового давления.

Частота подводимых УЗ колебаний от генератора к ванне лежит в пределах 20 – 60 кГц. Величина звукового давления в воде при скорости колебания частиц примерно 0,2 м/с составляет $P = 2 \cdot 10^5$ Па. Звуковой ветер пропорционален градиенту плотности потока энергии волн. Величина же давлений в кавитирующих полостях $P_k = (1 - 5) \cdot 10^8$ Па. Таким образом, кавитация является наиболее сильным фактором, воздействующим на те-

ла, погруженные в жидкость, на которую накладываются УЗ колебания. Экспериментально было установлено, что в кавитирующей среде очищаемому изделию (плате) сообщаются периодические импульсы ускорения с амплитудами $(1,5 - 1,8) \cdot 10^3 \text{ м/с}^2$. Спектр импульсов ускорения имеет многоэкстремальный характер в широкой полосе частот.

Как показала практика, указанные воздействия иногда приводят к отказам ЭРЭ (особенно интегральных микросхем) в процессе УЗО, причем в основе физики наблюдаемых отказов лежит возбуждение резонансных колебаний внутренних электродных выводов интегральных схем на частотах УЗО.

Для снижения нежелательных последствий УЗО целесообразно контролировать ее режимы. Особенно важно фиксировать момент наступления и уровень кавитации, а также поля ее распределения по объему УЗ ванны. Измерение параметров кавитации можно осуществлять специальным прибором – локакавитометром (рис. 5.13).

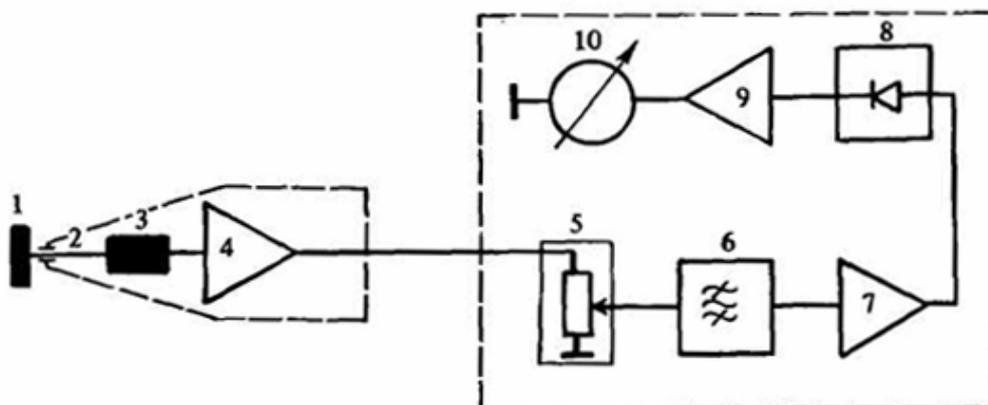


Рис. 5.13. Структурная схема локакавитометра: 1 – приемный элемент; 2 – упругий волновод; 3 – электромеханический преобразователь; 4 – согласующий усилитель; 5 – аттенуатор; 6 – полосовой фильтр; 7 – усилитель; 8 – детектор; 9 – усилитель постоянного тока; 10 – стрелочный прибор

Важными технологическими операциями являются *гибка и обрезка* электродных выводов ЭРЭ.

Перед установкой ЭРЭ в монтажные отверстия печатной платы или на ее контактные площадки выводы изгибают, используя специальное приспособление. В процессе изгиба вывода происходит передача изгибающего момента к корпусу ЭРЭ в местах закрепления вывода. Если изгибная жесткость электродного вывода будет высока, то в месте его за-

крепления могут наблюдаться растрескивание и частичное разрушение изолятора, снижающие надежность ЭРЭ при дальнейшей эксплуатации (рис. 5.14).

Механическое закрепление ЭРЭ осуществляется путем механического прижатия.

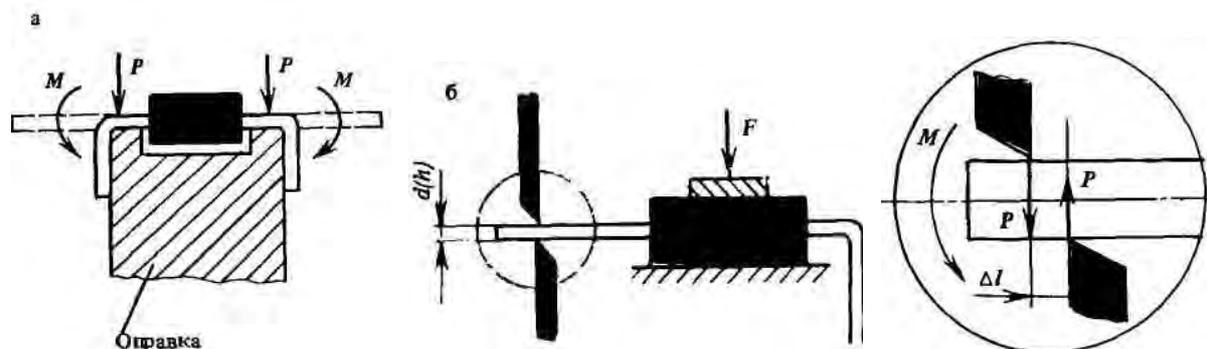


Рис. 5.14. Механические воздействия при гибке и обрезке выводов ЭРЭ:
 а – гибка выводов ЭРЭ в оправке (передача изгибающего момента на корпус ЭРЭ);
 б – обрезка выводов ЭРЭ (F – усилие прижима корпуса ЭРЭ; $d(h)$ – диаметр (толщина) вывода; Δl – зазор между режущими кромками инструмента)

В этом случае в корпусе ЭРЭ развивается механическое напряжение, равное $\sigma = P_3/S$. Здесь P_3 – усилие затяжки, Н; S – площадь контакта прижимной планки с корпусом ЭРЭ.

Механическое напряжение, развиваемое при затяжке, может привести к изменению электрических характеристик ЭРЭ, например, за счет тензочувствительности элемента. К указанному статическому напряжению в процессе эксплуатации будет добавляться переменное механическое напряжение за счет эксплуатационных механических воздействий, что приведет к флуктуации соответствующего электрического параметра ЭРЭ или снижению его прочности. Заливка ЭРЭ полимерными компаундами часто используется как влагозащита узлов РЭС.

Физико-механическое взаимодействие компаунда с элементами РЭС характеризуется возникновением внутренних напряжений, которые в заливочных материалах и лакокрасочных покрытиях возникают из-за явления усадки полимерных материалов вследствие улетучивания растворителя, процессов полимеризации и поликонденсации. Экспериментально установлено, что величина механических напряжений на границе компаунд – поверхность ЭРЭ может достигать $5,5 \cdot 10^7$ Па.

Оценка усадочных напряжений, развиваемых в пленочных материалах, может производиться на экспериментальных образцах по величине прогиба этих образцов после высыхания полимерной пленки (рис. 5.15).

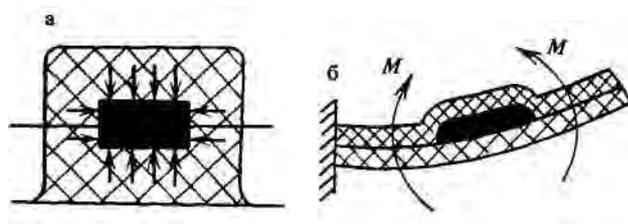


Рис. 5.15. Механические воздействия при заливке ЭРЭ компаундами: *а* – усилия на корпус ЭРЭ за счет усадки компаунда; *б* – деформация ЭРЭ за счет изгиба несущего элемента при усадке лака

5.1.5. Величина эксплуатационных и транспортных механических воздействий и методы их моделирования

В зависимости от места установки, характера эксплуатации и вида транспортирования конструкция аппаратуры подвергается механическим воздействиям различного уровня и частотного диапазона. В связи с этим значения параметров механических воздействий разделяют по степени жесткости для каждого вида воздействий. Степень жесткости механических воздействий обычно принимают для определенного класса аппаратуры как нормативный параметр, по которому проводят приемочные и контрольные испытания аппаратуры.

Для того чтобы получить достоверную информацию об эксплуатационных возможностях вновь разрабатываемых РЭС, их подвергают различным испытаниям. Значительная доля таких испытаний приходится на механические воздействия. В процессе механических испытаний важно воспроизвести на лабораторном испытательном оборудовании такие характеристики механических воздействий, которые бы практически не отличались от эксплуатационных.

Моделирование вибрационных механических воздействий осуществляется с помощью вибрационных испытательных установок. Вибрационные установки бывают механические, электродинамические (рис. 5.16), электромагнитные, магнитные и магнитострикционные, электростатические и пьезоэлектрические, пневматические, гидравлические и электрогидравлические. В зависимости от назначения виброустановки подразделяют на испытательные и градуировочные (или поверочные).

Обычно установка состоит из привода возбуждителя, собственно возбуждителя колебаний (вибратора) и стола, на котором размещены объект испытания, системы измерения и управления. Стол связан с возбуждителем жестко либо посредством упругого элемента.

Основными параметрами виброустановок являются рабочий диапазон частот воспроизводимых колебаний, толкающая сила, амплитуда виброперемещения, максимальная масса испытываемого изделия, а также предельные значения виброускорения.

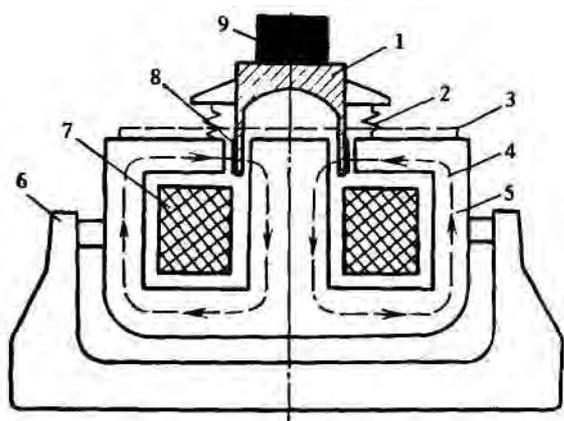


Рис. 5.16. Электродинамический вибростенд: 1 – стол вибратора; 2 – упругие подвески стола; 3 – магнитный экран; 4 – путь магнитного потока; 5 – магнитопровод; 6 – основание; 7 – катушка подмагничивания; 8 – подвижная катушка; 9 – испытуемое изделие

Наибольшее распространение в практике испытаний аппаратуры получили электродинамические виброустановки. С их помощью можно испытывать конструкции в диапазоне частот 5 – 5000 Гц; они развивают толкающие силы до $5 \cdot 10^{-5}$ Н при максимальной амплитуде виброперемещения 50 мм и максимальном ускорении 100g. Масса изделия – до 300 кг.

На рис. 5.17 показаны структурные схемы различных режимов испытаний РЭС с использованием электродинамических установок.

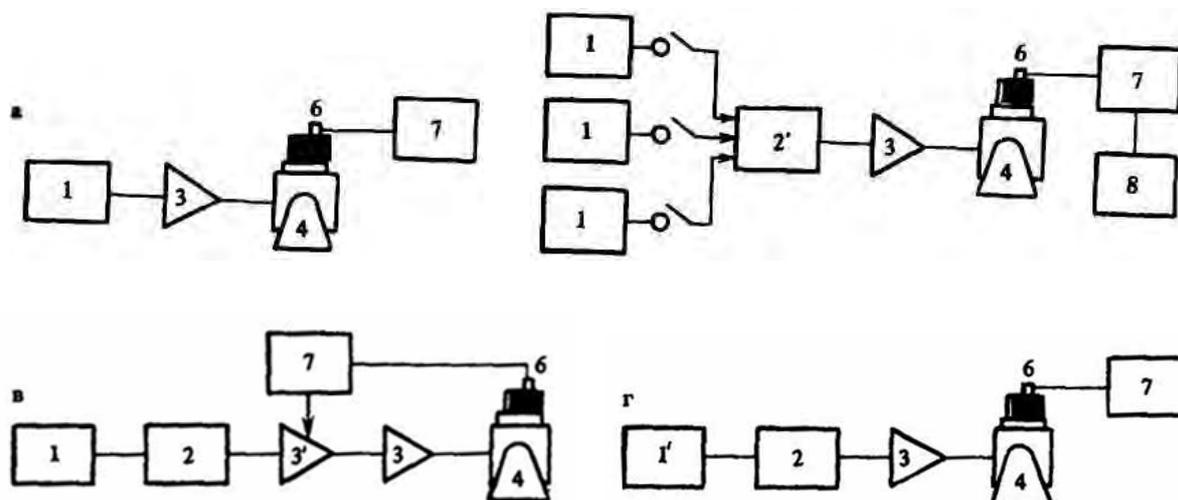


Рис. 5.17. Структурные схемы виброиспытаний изделий аппаратуры

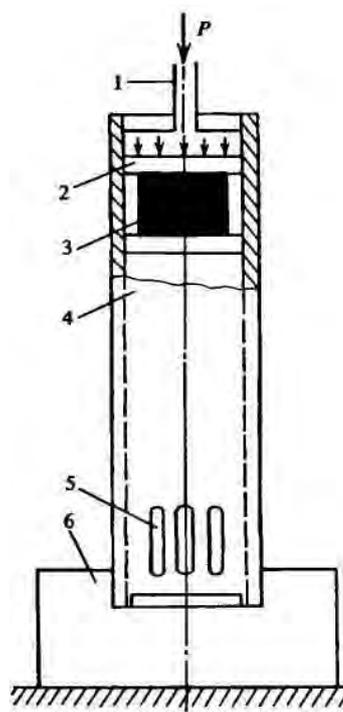
Более высокий диапазон частот колебаний можно перекрыть с помощью пьезоэлектрических и магнестрикционных установок. Однако они позволяют испытывать изделия только малой массы и поэтому обычно используются в качестве поверочных для проверки вибродатчиков.

Моделирование ударных механических воздействий осуществляется с помощью испытательных ударных установок. Конструктивно такие установки состоят из платформы, на которой находится испытуемое изделие, направляющих для перемещения платформы и устройства, возбуждающего ударный импульс на платформе. Возбуждению ударного импульса предшествует начальный разгон самой платформы или ударяющего по ней тела.

В связи с этим различают ударные стенды со свободным падением платформы, с пневматическим или гидравлическим разгоном платформы, с силовым воздействием за счет электромагнитных сил или соударения разгоняемого тела с платформой (рис. 5.18).

Рис. 5.18. Ударная установка с пневматическим разгоном ($w \gg 10^5 \text{ м/с}^2$):

- 1 – канал для подачи воздуха под давлением;
- 2 – поршень;
- 3 – испытуемое изделие;
- 4 – труба;
- 5 – отверстие для выхода воздуха;
- 6 – тормоз (демпфер)



В установках с разгоном платформы ударное движение имеет место при торможении платформы; в других случаях ударное движение возникает во время силового воздействия на платформу.

Линейные ускорения обычно воспроизводят с помощью центрифуг. При этом испытуемое изделие устанавливают на специальной ферме, которая может вращаться относительно своей оси. Установка испытуемого изделия производится на требуемом расстоянии от оси вращения, при этом угловая скорость вращения фермы может регулироваться. Линейное

ускорение обеспечивается при заданном значении угловой скорости и радиусе вращения изделия (рис. 5.19).

Акустические шумы моделируют с помощью акустических испытательных установок, в качестве которых используют заглушенные и реверберационные камеры, а также резонансные камеры-трубы. Источником акустических шумов могут быть пневматические, динамические или статические сирены, а также электродинамические громкоговорители.

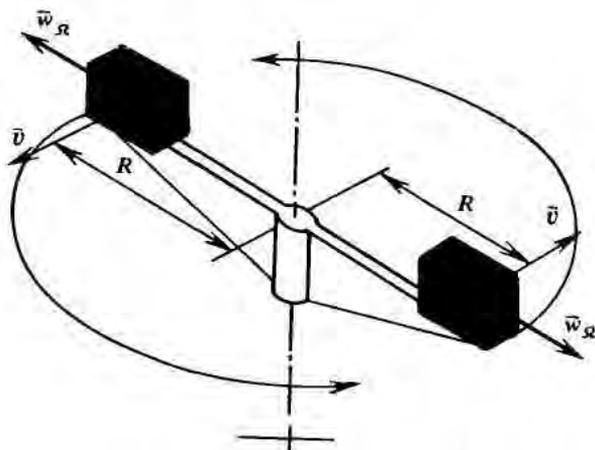


Рис. 5.19. Центрифуга для испытания на линейные ускорения:

В качестве эффективной конструкции акустической установки может применяться установка с комбинацией реверберационной и резонансной камер, показанная на рис. 5.20. Установка позволяет получать акустические поля в широком диапазоне звуковых частот с уровнями 140 – 170 дБ.

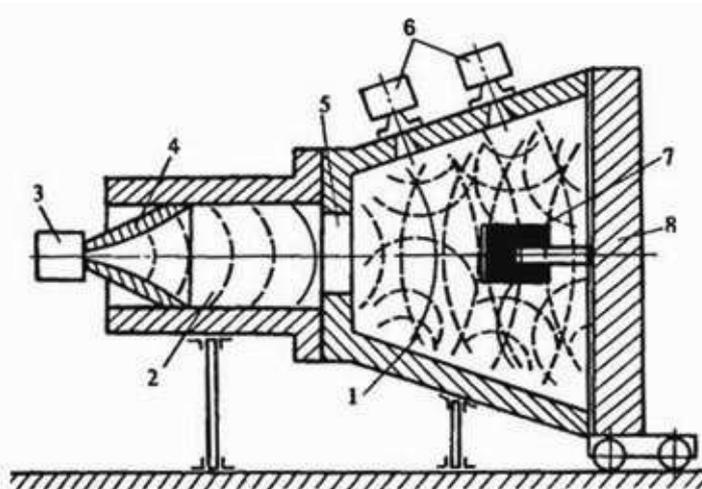


Рис. 5.20. Акустическая испытательная установка:

- 1 – реверберационная акустическая камера; 2 – резонансная акустическая камера;
- 3 – НЧ электродинамический громкоговоритель; 4 – согласующий рупор;
- 5 – дифракционная решетка для связи между акустическими камерами;
- 6 – ВЧ электродинамические громкоговорители;
- 7 – испытуемое изделие; 8 – подвижная монтажная панель

5.1.6. Реакция РЭУ и их элементов на механические воздействия

При воздействии на радиоэлектронную аппаратуру вибраций, ударов, линейных нагрузок и акустических шумов возможно возникновение нарушений ее функционирования, которые можно классифицировать следующим образом (рис.5.21).

Восстанавливаемые отказы функционирования аппаратуры, к которым относят искажение или появление в полезном сигнале большого уровня шумов и паразитную модуляцию полезного сигнала, возникают из-за тензорезистивных эффектов, пьезоэлектрических и электромагнитных явлений в элементах РЭС, обладающих способностью к проявлению подобных эффектов при знакопеременных деформационных нагрузках.

Подобные отказы характерны для таких элементов аппаратуры, как тонкопленочные резисторы на подложках микросхем, сегнетокерамические конденсаторы, полупроводниковые приборы и даже обычные проводники, колеблющиеся в магнитных полях.

Невосстанавливаемые отказы, к которым приводят различного рода обрывы и поломки, окончательно выводят аппаратуру из строя, и ее функционирование не возобновляется после прекращения воздействия вибрации. Примерами такого рода отказов могут быть, например, разрывы дорожек печатного монтажа вибрирующей платы, разрушение паяных, сварных и клеевых соединений, обрывы выводов резисторов, конденсаторов и т.д.

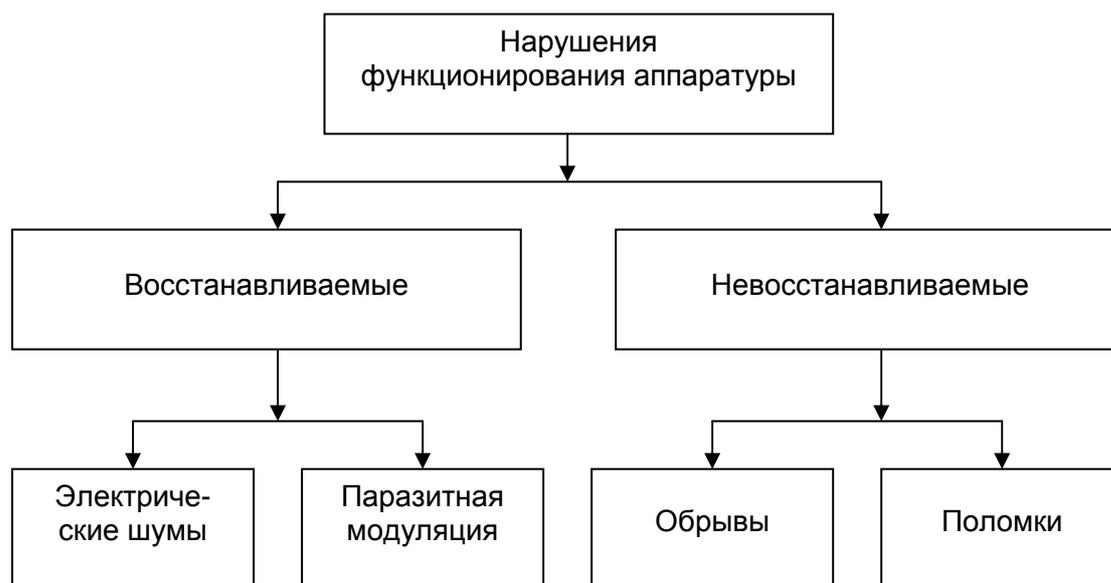


Рис. 5.21. Классификация нарушений функционирования аппаратуры

Разновидности механических процессов, возникающих в элементах конструкций радиоэлектронной аппаратуры при воздействии вибрации, представлены на рис. 5.22.

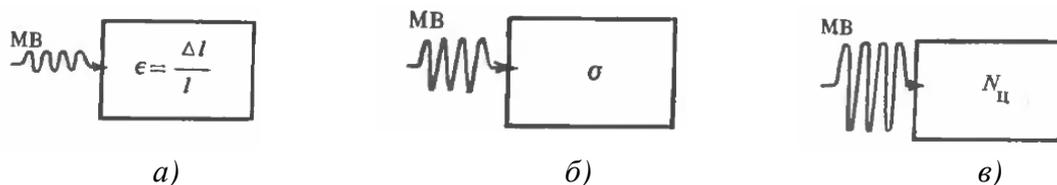


Рис. 5.22. Возможные виды реакции конструктивного элемента аппаратуры на вибрацию: *а* – деформация; *б* – механическое напряжение; *в* – число циклов изменения нагрузки до разрушения

При воздействии на конструктивный элемент аппаратуры вибрации малого уровня возникает его динамическая упругая деформация ϵ , которую можно оценить отношением величины удлинения или укорочения элемента Δl к его исходной длине l .

При увеличении уровня вибрационной нагрузки возможно появление в конструктивном элементе из металла пластических деформаций, которые приводят к возникновению остаточных механических напряжений σ .

При больших уровнях вибрационной нагрузки возможно разрушение конструктивного элемента после некоторого количества циклов ($N_{ц}$) изменения нагрузки, обусловленной вибрацией. Определение количества циклов изменения нагрузки до разрушения $N_{ц}$ производится для металлов по линиям Веллера.

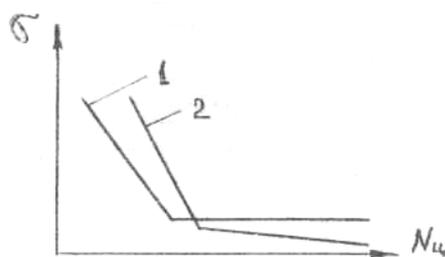


Рис. 5.23. Линии Веллера для стали (1) и цветных металлов (2)

В общем виде линии Веллера, или кривые усталости металлов, представляют собой графические зависимости числа циклов изменения нагрузки до разрушения ($N_{ц}$) от величины переменного механического напряжения σ (рис 5.23).

Ход линии Веллера для стали параллельно оси $N_{ц}$ для малых значений механических напряжений физически означает то, что в таком случае конструктивный элемент практически выдержит бесконечное число циклов изменения нагрузки ($N_{ц} = \infty$).

Кроме механической ветви реакции элементов РЭС на механические воздействия существует и электрическая ветвь, обусловленная механическими процессами, – деформацией и механическими напряжениями.

Эта ветвь реакции определяет устойчивость РЭС к механическим воздействиям и должна учитываться при проектировании чувствительной аппаратуры, с помощью которой осуществляется преобразование сигналов малого уровня.

Под устойчивостью аппаратуры понимают ее нормальное функционирование при механических воздействиях. Если РЭС не обладает достаточной устойчивостью, то в ее выходном сигнале могут появиться составляющие, не предусмотренные функциональным назначением. Возможно появление и шумового напряжения достаточно высокого уровня. Наиболее типичными причинами нарушения устойчивости работы РЭС при механических воздействиях являются следующие (табл. 5.1):

- изменение значения переходного сопротивления в контактных группах разъемов, реле, герконов и т.д;
- изменение параметров пассивных элементов РЭС (тонкопленочных резисторов, катушек индуктивности, некоторых типов конденсаторов);
- изменение параметров активных элементов РЭС – ИМС и ПП;
- появление шумовых напряжений в проводниках, колеблющихся в магнитных полях;
- появление шумовых напряжений в кабелях за счет возникающих электрических зарядов на деформируемых при механических воздействиях высококачественных диэлектриках.

Таблица 5.1

Основные виды реакции элементов РЭС на механические воздействия

Элементы РЭС	Возможный механический отклик	Возможный электрический отклик	Защитные мероприятия
Резисторы и конденсаторы: а) дискретные б) пленочные в) переменные	Разрушение мест пайки, обрывы выводов. Трещины в пленке. Поворот оси ротора и смещение пластин КПЕ. Поворот оси резистора.	Разрыв электрической цепи. Тензоэффект. Изменение значения емкости. Изменение значения сопротивления.	Исключение резонансных колебаний. Размещение элементов на участках подложек с минимальной деформацией. Стопорение оси контргайками, гровер-шайбами, нитроклеем или лаком.

Элементы РЭС	Возможный механический отклик	Возможный электрический отклик	Защитные мероприятия
ПП, ИМС	Обрывы выводов, разрушение мест пайки. Деформация и растрескивание подложек ИМС.	Пьезоэффект, тензoeffект	Дополнительное крепление компонентом. Размещение элементов на участках плат с минимальной деформацией.
Реле, разъемы, переключатели, герконы	Взаимное перемещение контактных элементов	Переменное значение переходного сопротивления	Определенная ориентация контактных групп относительно вектора воздействующих вибраций
Провода и кабели	Перемещения в пространстве, деформация и обрывы, особенно в местах пайки	Виброшумы за счет электромагнитной индукции и кабельного эффекта	Вязка в жгуты, дополнительные точки крепления, использование антивибрационного кабеля, например, типа АВК-6

5.1.7. Особенности реакции на механические воздействия микроэлектронной элементной базы

Появление микроэлектронной элементной базы РЭС дало предпосылки для создания прочной и устойчивой аппаратуры по отношению к механическим воздействиям – вибрациям, ударам, линейным нагрузкам и т.д. Это предположение обусловлено двумя важными особенностями микроэлектронной аппаратуры (МЭА):

а) высокими значениями собственных частот f_0 элементов МЭА из-за их миниатюрности и, соответственно, высокой жесткости и малой массы, так как

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}}, \quad (5.21)$$

где K – жесткость; m – масса;

б) малыми уровнями инерционных сил F_u , возникающих в элементах малой массы при механических воздействиях,

$$F_u = mw, \quad (5.22)$$

где m – масса элемента; w – воздействующее ускорение.

Однако практика эксплуатации показала, что около 50 % отказов МЭА возникают из-за больших деформаций монтажных плат, разгермети-

зации соединений корпусных элементов (нарушений в электромонтаже, разрушения паяных и сварных соединений при механических и термических воздействиях). Это обусловлено тем, что наряду с традиционными конструкционными материалами в МЭА широко используются многослойные неоднородные структуры для монтажных плат и подложек, тонкопроволочные и тонкопленочные материалы для электромонтажных соединений, а также разнообразные припои, полимерные материалы и герметизирующие покрытия. Свойства слоистых и тонкопленочных материалов существенно отличаются от механических характеристик монолитных образцов. При механических нагрузках возможно также изменение и электрофизических характеристик полупроводниковых структур. Свои особенности имеют и физические модели многослойных структур, стеклосплав герметизированных вводов.

5.1.8. Физические явления в полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах при механических воздействиях

Интегральные микросхемы (ИМС) и полупроводниковые приборы (ППП) составляют основу любых современных РЭС. Поэтому конструктор аппаратуры должен хорошо знать физические явления, имеющие место при использовании этих приборов в условиях механических воздействий, уметь оценить уровни реакции ИМС и ППП на такие воздействия, применить эффективную защиту от них.

По виду реакции ППП и ИМС на механические воздействия физические явления в них можно подразделить на следующие разновидности:

- резонансные явления в элементах конструкций ППП и ИМС, к которым можно отнести установочные резонансы (корпусных и бескорпусных приборов), резонансы электродных выводов;
- деформационный эффект и пьезоэффект, характеризующие параметрическую чувствительность приборов;
- генерация электрических шумов в момент механического воздействия.

Указанные физические явления могут быть взаимообусловленными. Например, резонансные явления, возникающие в конструкции приборов при механических воздействиях, могут вызвать деформационные эффекты, приводящие к генерации и усилению электрических шумов.

Резонансные явления в конструкциях ППП и ИМС обусловлены их массой и жесткостью. Поэтому для оценки возможности их возникновения и уровней реакции приборов при механических воздействиях необходимо определить массу ППП и ИМС, габариты как самих приборов, так и

их отдельных конструктивных элементов, жесткость конструктивных элементов, установочную жесткость, уровни деформации активного элемента ППП и ИМС.

По виду применения ППП и ИМС могут быть в корпусном или бескорпусном конструктивном исполнении. Приборы в корпусном исполнении предназначены в основном для монтажа на печатные платы в аппаратуре, которая не обеспечивает в должной мере защиту приборов от воздействий окружающей среды. Бескорпусные приборы представляют собой, как правило, полупроводниковый кристалл, защищенный пленкой лака или слоем герметизирующего компаунда. Бескорпусные приборы предназначены для применения в гибридных интегральных схемах (ГИС), микросборках, блоках и аппаратуре, обеспечивающих их защиту от внешних воздействий.

В настоящее время корпуса ППП и ИМС по форме и расположению выводов делят на определенное число типов, что позволяет стандартизировать как их конструкцию, так и методы установки. Бескорпусные приборы могут иметь гибкие, балочные и шариковые выводы. В первом случае кристалл прибора крепится к основанию с помощью клея, припоя или эвтектического сплава.

Связь механических и электрических свойств полупроводников определяют два основных явления: пьезоэффект и деформационный эффект (или эффект деформационного потенциала). Деформационный эффект в однородных полупроводниках выражается зависимостью электрического сопротивления от механического напряжения и известен как тензорезистивный эффект. Иногда оба эти эффекта объединяют общим понятием пьезорезистивного эффекта. Физической причиной деформационных эффектов является смещение энергетических уровней полупроводника при действии деформации и связанное с этим изменение спектра носителей тока – электронов и дырок.

Для анизотропных материалов, к которым принадлежат все полупроводники, упругие свойства определяются набором большого числа упругих коэффициентов. Например, для кремния, который является существенно анизотропным материалом, значения этих коэффициентов не постоянные, а зависят от выбранного направления в кристалле полупроводника.

Деформации, возникающие в ППП при механических воздействиях, зависят от того, как передается давление в активную зону полупроводникового кристалла. Например, высокочастотные полупроводниковые диоды, в которых контакт с полупроводниковым кристаллом осуществляется заостренной пружиной или проволокой, особенно подвержены деформации.

ции. В этом случае при действии силы F на острие контакта давление на поверхности полупроводника распределяется на площади, представляющей собой круг радиусом r , определяемым формулой

$$r = (RDF)^{1/3}, \quad (5.23)$$

где R – радиус заострения контакта; F – сила давления на контакт; D – величина, определяемая параметрами материала.

В более сложных конструкциях ППП и ИМС в соответствии с топологической схемой расположения активных и пассивных элементов на поверхности кристалла каждый из таких элементов имеет различную чувствительность к механическому давлению, возникающему в результате механических воздействий. Эта чувствительность зависит от ориентации элемента и места его расположения на кристалле. Суммарное действие переменного давления на всю структуру кристалла приводит к появлению на выходе ИМС шумоподобного электрического сигнала, модулированного спектром воздействий.

Чувствительность выходного параметра ИМС к механическим воздействиям легче оценить экспериментально. В этом случае целесообразно использовать испытательные стенды на воздействие циклических деформаций.

5.1.9. Физические явления в резистивных элементах при механических воздействиях

Наряду с ИМС в состав элементной базы микроэлектронной аппаратуры (МЭА) входят дискретные резисторы R , постоянные и переменные конденсаторы C , катушки индуктивности L и другие компоненты. Для улучшения показателей миниатюризации аппаратуры указанные элементы широко используются в бескорпусном исполнении. При конструировании ГИС резистивные, конденсаторные и индуктивные элементы могут использоваться в тонкопленочном исполнении. Применение корпусных и бескорпусных дискретных R -, C -, L -элементов часто обусловлено тем, что довольно трудно реализовать методами интегральной и гибридной технологии элементы высокой точности, значительных номиналов и высокой электрической добротности.

Чувствительность R -, C -, L -элементов к механическим воздействиям в значительной степени зависит от вида их конструктивного исполнения и методов использования в конкретной аппаратуре.

В силу малых габаритов и массы дискретных элементов их собственные частоты зависят в основном от жесткости крепления и могут быть значительно выше частот воздействия. Поэтому наибольшей чувствитель-

ностью эти элементы обладают к ударным воздействиям. Что касается элементов в бескорпусном и пленочном исполнении, то их чувствительность к механическим воздействиям часто обусловлена деформацией изгиба подложек, на которых они расположены.

Поскольку физика явлений в указанных ЭРЭ при механических воздействиях имеет существенное различие, то целесообразно рассмотреть их отдельно.

В основе чувствительности резистивных элементов к механическим воздействиям лежит *тензорезистивный эффект* (рис. 5.24), определяющий зависимость электрического сопротивления R от механического напряжения a .

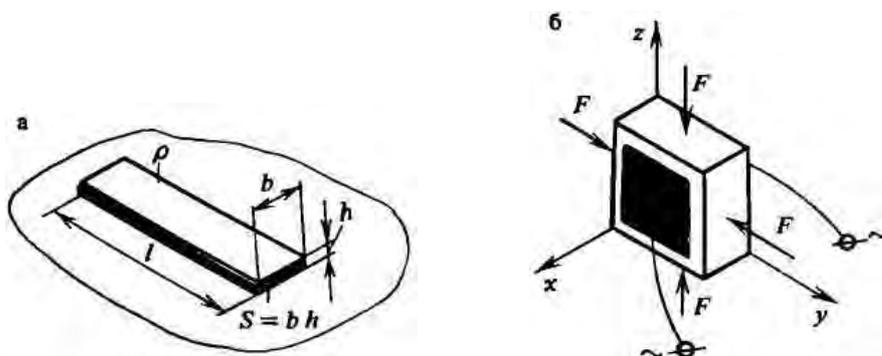


Рис. 5.24. Чувствительность резистивных и конденсаторных элементов к механическим воздействиям: *a* – физика тензоэффекта; *b* – явление пьезоэффекта

В общем случае, как известно, сопротивление резистивного элемента выражается зависимостью

$$R = pl / S, \quad (5.24)$$

где p – удельное сопротивление материала резистивного элемента; l – длина резистивного слоя; $S = bh$ – площадь поперечного сечения резистивного слоя; b – ширина слоя; h – толщина слоя.

Для анализа изменения сопротивления резистора запишем выражение для полного дифференциала:

$$dR = \frac{l}{S} dp + \frac{p}{S} dl - \frac{pl}{S^2} dS. \quad (5.25)$$

Поделив выражение (5.25) на исходное (5.24) и переходя к конечным приращениям, имеем:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta p}{p} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S}{S}, \quad (5.26)$$

причем

$$\frac{\Delta S}{S} = \left(\frac{\Delta b}{b} + \frac{\Delta h}{h} \right). \quad (5.27)$$

Обычно при растяжении-сжатии величина продольной деформации $\Delta l/l$ связана с поперечной деформацией $\frac{\Delta b}{b}$ или $\frac{\Delta h}{h}$ соотношением

$$\frac{\Delta b}{b} = \frac{\Delta h}{h} = \mu \frac{\Delta l}{l}, \quad (5.28)$$

где μ – коэффициент Пуассона резистивного материала.

Тогда из выражения (5.26) получим:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta p}{p} + \frac{\Delta l}{l}(1 + 2\mu). \quad (5.29)$$

Из этой формулы находим коэффициент чувствительности (тензочувствительности) элемента к его относительной деформации:

$$k_R = \frac{\Delta R / R}{\Delta l / l} = (1 + 2\mu) + \frac{\Delta p / p}{\Delta l / l}. \quad (5.30)$$

Так как коэффициент Пуассона для большинства резистивных материалов $\mu \approx 0,3$, то

$$k_R = 1,6 + \frac{\Delta p / p}{\Delta l / l}. \quad (5.31)$$

Из экспериментальных исследований известно, что большинство материалов при упругих деформациях имеют тензочувствительность, превышающую 1,6. Из этого следует, что происходит некоторое изменение удельного сопротивления при деформации резистивного слоя. Особенно это изменение велико у полупроводниковых резистивных материалов. Например, если у обычных материалов $k_R < 10$, то у полупроводниковых резисторов $k_R \geq 100$, что позволяет эффективно использовать последние в качестве датчиков механической деформации (тензорезисторов).

Таким образом, зная тензочувствительность резистивного материала и величину деформации, которой подвергается резистор, можно оценить изменение его сопротивления при механических воздействиях.

5.1.10. Физические явления в конденсаторных элементах при механических воздействиях

Чувствительность конденсаторных элементов к механическим воздействиям зависит от их конструктивного исполнения, габаритных размеров, массы и жесткости материала конденсаторного элемента, а также направления и характера воздействия.

Конденсаторные элементы в условиях механических воздействий могут изменять напряжение на своих выводах за счет изменения емкости или заряда в соответствии с известной из курса физики зависимостью

$$U = Q / C, \quad (5.32)$$

где U – электрическое напряжение; Q – электрический заряд; C – электрическая емкость.

Как известно, электрическая емкость конденсаторного элемента определяется формулой

$$C = \epsilon_0 \epsilon S / d, \quad (5.33)$$

где $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, численно равная абсолютной диэлектрической проницаемости вакуума; ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала, расположенного между обкладками конденсатора; S – площадь обкладок конденсатора; d – расстояние между обкладками.

Если записать в соответствии с формулой (5.33) уравнение для относительной погрешности емкости

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} + \frac{\Delta S}{S} - \frac{\Delta d}{d}, \quad (5.34)$$

то видно, что изменение емкости конденсаторного элемента в процессе механических воздействий может происходить из-за существования зависимостей $\Delta \epsilon / \epsilon = \varphi(F)$ – изменение диэлектрической проницаемости от прикладываемой силы или изменение геометрических характеристик конденсатора ($\Delta S / S$; $\Delta d / d$) = $\varphi(F)$ от этой силы.

Например, для *керамических конденсаторов* наибольшее влияние на их чувствительность к механическим воздействиям обеспечивается за счет изменения их диэлектрической проницаемости и пьезоэффекта керамического материала, причем действие пьезоэффекта может превалировать над другими составляющими чувствительности.

Пьезоэффект керамических конденсаторов проявляется в том, что когда к телу конденсатора прикладывается сила F , на его обкладках возникает дополнительный заряд (рис. 5.24, б)

$$\Delta Q \approx d_{ij} F_j, \quad (5.35)$$

где d_{ij} – коэффициент пропорциональности, называемый пьезомодулем, К/Н.

Индекс пьезомодуля d_{ij} означает, что рассматривается заряд на грани конденсаторного элемента i при действии силы вдоль направления j .

В этом случае, если сила

$$F = mw, \quad (5.36)$$

где m – масса конденсатора; w – ускорение при механических воздействиях, чувствительность конденсаторного элемента определяется:

$$k_C = \frac{U_0}{w} = \frac{Q + \Delta Q}{Cw} m = \frac{(Q/F + d_{ij})m}{C}. \quad (5.37)$$

При деформировании конденсаторного элемента силой упругости

$$F = k\xi, \quad (5.38)$$

где k – коэффициент упругости материала элемента; ξ – уровень деформации,

величина чувствительности определяется аналогичной формулой:

$$k_C = \frac{U_0}{\xi} = \frac{(Q/F + d_{ij})k}{C}. \quad (5.39)$$

Изменение геометрических размеров при механических воздействиях может наблюдаться у конденсаторов *переменной емкости*, причем при действии силы по направлению продольной оси (см. рис. 5.25) или перпендикулярно к ней (рис. 5.26) емкость конденсатора будет меняться по-разному, причем конденсатор переменной емкости более чувствителен к действию силы по направлению продольной оси, чем перпендикулярно к ней.

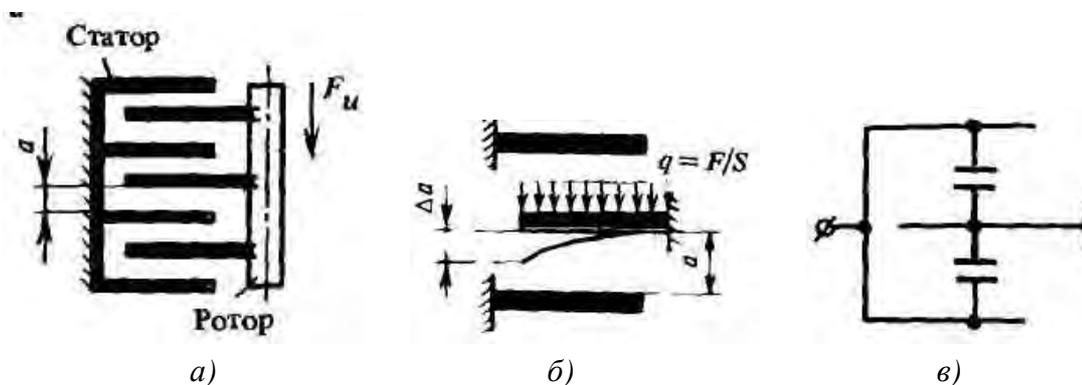


Рис. 5.25. Конденсатор переменной емкости при векторе механических воздействий, направленном вдоль оси ротора

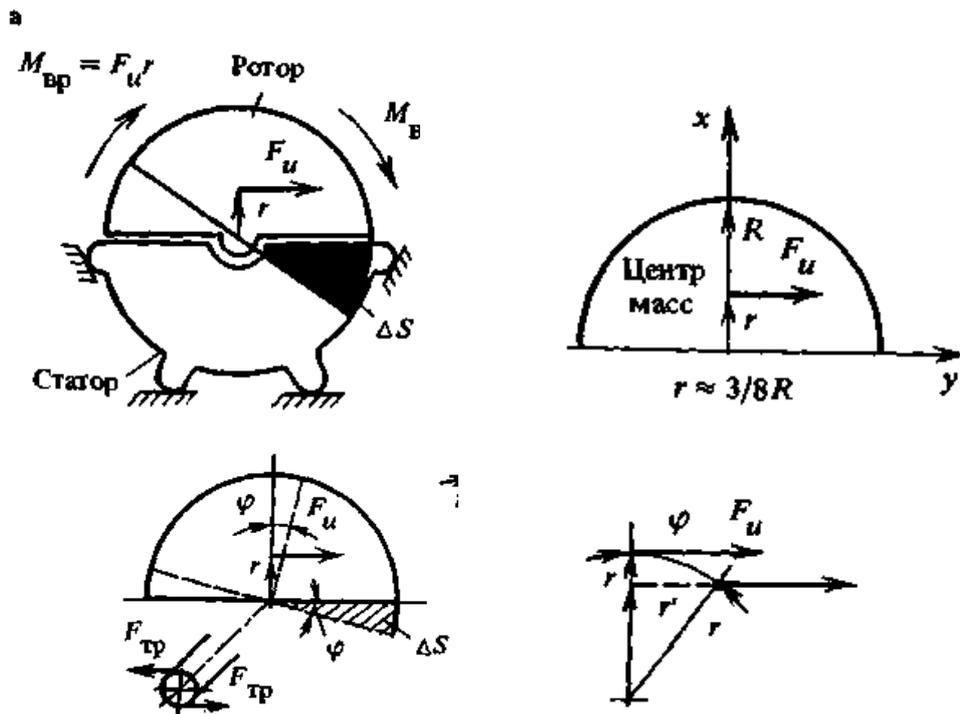


Рис. 5.26. Конденсатор переменной емкости при векторе механических воздействий, направленном перпендикулярно к оси ротора

5.1.11. Чувствительность индуктивных элементов к механическим воздействиям

При продольном действии механической нагрузки витки катушки растягиваются или сжимаются, приводя к изменению величины ее индуктивности (рис. 5.27, а). Поперечное воздействие приводит к изгибу оси катушки, также вызывающему изменение индуктивности (см. рис. 5.27, б).

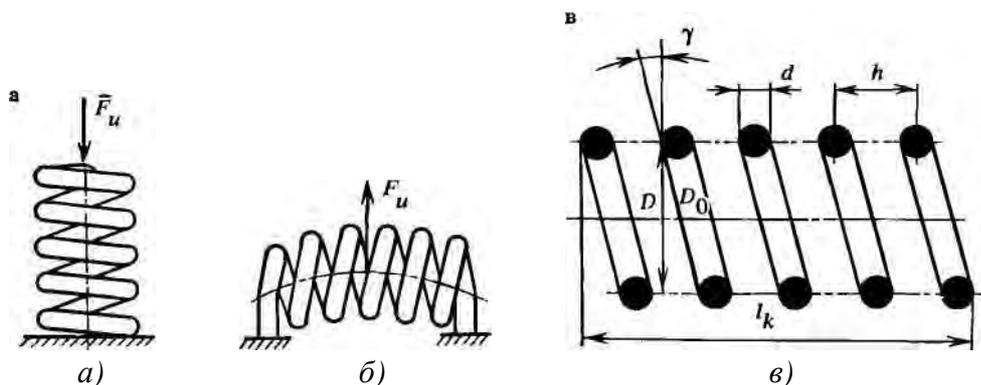


Рис. 5.27. Реакция бескаркасной катушки индуктивности на механические воздействия: а – вектор воздействия направлен вдоль оси катушки; б – вектор воздействия направлен перпендикулярно к оси катушки; в – геометрические характеристики катушки индуктивности

Для оценки параметров чувствительности катушки к механическим воздействиям необходимо учитывать ее массу, жесткость на растяжение-сжатие и жесткость на изгиб.

Как известно, величина индуктивности однослойной бескаркасной катушки с некоторым приближением может быть определена по формуле

$$L = \frac{\mu n^2 S}{l_k} = \frac{\mu n^2 \pi D^2}{4l_k}, \quad (5.40)$$

где $\mu = \mu_0 \mu_r$ – абсолютная магнитная проницаемость, Гн/м; μ_0 – магнитная постоянная; μ_r – относительная магнитная проницаемость (сердечника), в нашем случае $\mu_r = 1$; l_k – длина магнитной линии, примерно равная длине катушки, м; S – площадь поперечного сечения магнитного потока, м²; D – диаметр магнитного потока, примерно равный внутреннему диаметру катушки, м.

Из рис. 5.27 видно, что однослойная бескаркасная катушка индуктивности конструктивно представляет собой цилиндрическую пружину, способную сопротивляться действию внешней силы с некоторой упругостью.

При навивке катушки с некоторым шагом плоскость каждого витка катушки оказывается наклоненной к осевой линии под углом γ (см. рис. 5.27, в).

Поэтому можно записать для диаметра катушки:

$$D = D_0 \cos \gamma, \quad (5.41)$$

где D_0 – диаметр витка катушки.

Полная длина провода, используемого для намотки катушки,

$$l_k = \pi D_0 n,$$

где n – число витков катушки.

Из теории сопротивления материалов известно, что продольная деформация пружины (катушки) под действием силы F (см. рис. 5.27, а) равна

$$\Delta l_k = \frac{FD^2}{4GJ_k} l_k = \frac{\pi FD^2 D_0 n}{4GJ_k}, \quad (5.42)$$

где GJ_k – жесткость витка на кручение.

Так как провод в катушках обычно круглый, то

$$GJ_k = G \frac{\pi d^4}{32}, \quad (5.43)$$

где d – диаметр провода.

Отсюда с учетом (5.41) окончательно запишем:

$$\Delta l_{\kappa} = \frac{8FD_0^3 \cos^2 \gamma n}{Gd^4}. \quad (5.44)$$

Вывод: индуктивность катушки при ее продольной деформации будет изменяться как за счет изменения длины катушки l , так и за счет изменения площади поперечного сечения магнитного потока (поскольку изменяется угол γ). Последнее следует также из формулы относительной погрешности индуктивности:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta \mu}{\mu} + \frac{2\Delta n}{n} + \frac{\Delta S}{S} - \frac{\Delta l}{l}, \quad (5.45)$$

а так как μ и n – константы, то

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta S}{S} - \frac{\Delta l}{l}. \quad (5.46)$$

Подставим в выражение (5.44) значение силы:

$$F = m_{\kappa} w, \quad (5.46)$$

где масса катушки

$$m_{\kappa} = V_{\kappa} \rho = \frac{\pi^2 d^2 D_0}{4} n \rho. \quad (5.48)$$

Здесь ρ – плотность материала провода, которым намотана катушка.

Относительное изменение величины деформации катушки (рис. 5.28) от относительного изменения вызывающих его факторов

$$\frac{\Delta l_{\kappa}}{l_{\kappa}} = \left(\frac{\Delta w}{w} - \frac{2 \cos \gamma \sin \gamma \Delta \gamma}{\cos^2 \gamma} \right) = \left(\frac{\Delta w}{w} - 2 \operatorname{tg} \gamma \frac{\Delta \gamma}{\gamma} \right). \quad (5.49)$$

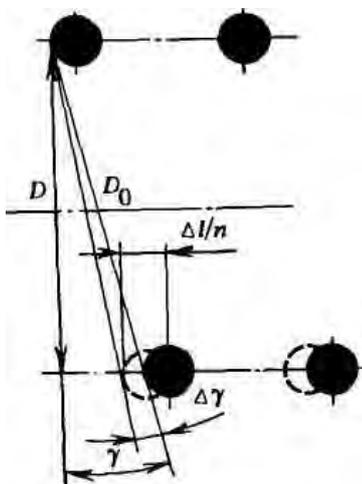


Рис. 5.28. Влияние деформации на геометрические размеры катушки индуктивности

Из рассмотрения геометрических построений (см. рис. 5.28) следует:

$$\cos \gamma = \frac{D}{D_0}, \quad (5.50)$$

или

$$\gamma = \arccos\left(\frac{D}{D_0}\right), \quad \frac{\Delta\gamma}{\gamma} = \frac{\Delta l}{D_0 n l}. \quad (5.51)$$

Причем

$$\sin \Delta\gamma \approx \Delta\gamma = \left(\frac{\Delta l}{n}\right) \frac{1}{D_0} \quad (5.52)$$

из-за малости угла $\Delta\gamma$.

Подставив эти угловые характеристики в выражение для $(\Delta l_\kappa / l_\kappa)$, получим:

$$\frac{\Delta l_\kappa}{l_\kappa} = \frac{\Delta w}{w} - \frac{2 \operatorname{tg}(\arccos(D / D_0)) \Delta l}{D_0 n l}, \quad (5.53)$$

или

$$\frac{\Delta l_\kappa}{l_\kappa} = \frac{\Delta w}{w} \frac{1}{(1+A)}. \quad (5.54)$$

Здесь

$$A = \frac{2 \operatorname{tg}(\arccos(D / D_0))}{D_0 n}. \quad (5.55)$$

Далее, поскольку $S = \pi D^2 / 4 = 0,25 \pi D_0^2 \cos^2 \gamma$,

то

$$\Delta S / S = -(2 \operatorname{tg} \gamma) \Delta \gamma / \gamma, \quad (5.56)$$

или, выражая $\Delta \gamma / \gamma$ через $\Delta l_\kappa / l_\kappa$, имеем:

$$\frac{\Delta S}{S} = -\frac{\Delta w}{w} \left(\frac{A}{1+A}\right). \quad (5.57)$$

Подставляя значения $\Delta l_\kappa / l_\kappa$ и $\Delta S / S$ в формулу (5.46), получаем:

$$\frac{\Delta l}{l} = -\frac{\Delta w}{w} \left(\frac{A}{1+A}\right) - \frac{\Delta w}{w} \left(\frac{1}{1+A}\right). \quad (5.58)$$

Откуда

$$k_L = \frac{\Delta L / L}{\Delta w / w} = -\left(\frac{A}{1+A} + \frac{1}{1+A}\right) = -1. \quad (5.59)$$

Таким образом, при сжатии катушки индуктивности (т.е. уменьшении ее длины) величина индуктивности будет возрастать пропорционально изменению ускорения при механических воздействиях.

В случае действия поперечной силы (рис. 5.27, б) длина катушки практически не изменяется, но меняется площадь сечения магнитного потока S , поскольку происходит поворот плоскости витков катушки. Тогда $\Delta L/L = \Delta S/S$.

В первом приближении можно считать, что закон изменения $\Delta S/S$ тот же, что и в предыдущем случае, поэтому, используя выражение (5.57), получаем:

$$\frac{\Delta l}{l} = -\frac{\Delta w}{w} \left(\frac{A}{1+A} \right), \quad (5.60)$$

отсюда

$$k_L = \frac{\Delta L/L}{\Delta w/w} = -\left(\frac{A}{A+1} \right) = -\left(\frac{1}{1+1/A} \right). \quad (5.61)$$

Поскольку обычно $A \ll 1$, величина $k_L \rightarrow 0$.

Следовательно, бескаркасная катушка индуктивности оказывается более устойчивой к поперечной деформации, чем к продольной. С учетом этого обстоятельства и следует ориентировать ось катушки индуктивности по отношению к наиболее вероятному направлению вектора воздействия.

5.1.12. Физические явления в трансформаторах и дросселях при механических воздействиях

Рассмотрим конструкцию трансформатора с зазором в магнитной цепи (рис. 5.29).

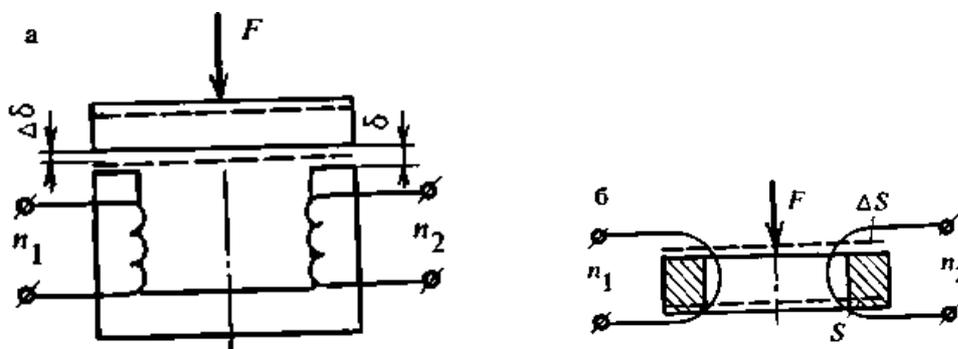


Рис. 5.29. Влияние на чувствительность трансформаторов изменения зазора δ и площади S магнитной цепи при механических воздействиях:

а – действие силы, направленной вдоль оси сердечника;

б – действие силы, направленной перпендикулярно к оси сердечника

При механических воздействиях в зависимости от направления вектора воздействия инерционная сила F будет стремиться изменить величину зазора δ или его площадь S , что приведет к изменению сопротивления зазора R_δ , индуктивности и взаимоиנדуктивности обмоток. Подобный вид преобразования механической энергии в электрическую в трансформаторах называется *индуктивным* или *трансформаторным*.

Другой характер реакции трансформаторов и дросселей на механические воздействия может иметь место, когда к сердечнику магнитопровода прикладываются растягивающие или сжимающие усилия за счет распределенных механических нагрузок. В этом случае изменяется магнитное сопротивление сердечника

$$Z_{м.ф} = l_c / \mu S_c, \quad (5.62)$$

где l_c и S – длина и площадь сечения сердечника.

Последнее, в свою очередь, приводит к изменению индуктивности обмотки, помещенной на сердечнике, или взаимоиנדуктивности между обмотками n_1 и n_2 .

В данном случае механическая энергия преобразовывается в электрическую за счет упругой деформации сердечника трансформатора или дросселя. Поэтому такой вид преобразования называется *магнитоупругим эффектом* и используется иногда в конструкциях датчиков для измерения механических величин (сил, давлений, моментов и т.п.).

Таким образом, при магнитоупругом эффекте происходит изменение магнитной проницаемости μ ферромагнитных тел в зависимости от возникающих в них механических напряжений u , обусловленных воздействием на сердечник инерционных сил (растягивающих, сжимающих, изгибающих, скручивающих, срезающих).

Относительную чувствительность магнитоупругого материала можно характеризовать, как и у тензорезисторов, коэффициентом тензочувствительности:

$$k_\mu = \frac{\Delta\mu / \mu}{\Delta l / l} = \frac{\varepsilon_\mu}{\varepsilon_l}. \quad (5.63)$$

Величина этого коэффициента для материалов из мягкой стали может достигнуть значений 200 – 300.

Иногда используют другой показатель – относительную магнитоупругую чувствительность материала сердечника (относительное изменение магнитной проницаемости, приходящееся на единицу механического напряжения (обычно $\sigma = 10^6$ Па)):

$$S_\mu = -\frac{\Delta\mu / \mu}{\sigma}. \quad (5.64)$$

Существует и обратное магнитоупругости явление – *магнитострикция*, когда под действием переменного магнитного поля обмоток изменяются геометрические размеры сердечника. В этом случае следует рассматривать данные элементы как внутренние источники механических воздействий.

Если в процессе механического воздействия происходит смещение обмоток относительно сердечника, а также деформация обмоток, то, согласно закону электромагнитной индукции, последнее приведет к появлению в обмотке ЭДС, величина которой определяется выражением

$$e = -n \frac{dF}{dt}, \quad (5.65)$$

где dF / dt – скорость изменения магнитного потока, сцепляющегося с витками обмотки n . При этом скорость изменения магнитного потока определяется скоростью перемещения обмотки относительно магнитного поля. Такой характер преобразования энергии механических воздействий в электрическую носит название индукционного.

Рассмотрение характера реакции трансформаторов и дросселей на механические воздействия позволяет сформулировать рекомендации по *методам их защиты*:

1) конструкция трансформаторов и дросселей, предназначенных для работы в условиях механических воздействий, должна быть жесткой (монокристаллической), исключающей возникновение взаимных перемещений ее элементов. Такую жесткую конструкцию трансформаторов обеспечивают, например, технологические процессы пропитки и заливки трансформаторов изоляционными материалами;

2) сердечники из материалов с повышенной магнитоупругой чувствительностью следует виброизолировать от несущего элемента.

5.1.13. Жгутовые и кабельные соединения в условиях механических воздействий

Все многообразие кабелей и проводов, используемых в современной аппаратуре, можно свести к следующим укрупненным функциональным группам:

- низковольтные монтажные провода и кабели;
- кабели управления, радиочастотные кабели;
- высоковольтные монтажные провода и импульсные кабели, обмоточные провода;
- антивибрационные кабели.

При эксплуатационных механических воздействиях кабельные и жгутовые соединения могут испытывать перемещения со скоростью воздействия, деформации изгиба и осевого закручивания, деформации растяжения.

Кроме того, при монтаже аппаратуры кабели и провода подвергаются целому ряду технологических механических воздействий: развертке проводов и кабелей на куски, снятию изоляции, многократной перегибке при вязке и прокладке жгутов, механическому креплению, перемотке и т.д.

В зависимости от конструктивного исполнения жгута или кабеля и характера механических воздействий они имеют различные уровни прочности и устойчивости к механическим нагрузкам.

Из физических явлений, которые могут наблюдаться в жгутовых и кабельных соединениях в условиях механических воздействий, наиболее характерны следующие:

- появление наведенной ЭДС за счет явления электромагнитной индукции;
- появление электрических виброшумов за счет кабельного эффекта;
- усталостные разрушения в местах паяк, креплений и максимальных деформаций.

Рассмотрим эти явления.

По своему конструктивному исполнению жгутовые и кабельные изделия относятся к механическим системам с распределенными массой и упругостью, причем распределенная масса для них имеет достаточно большую величину. Распределенная упругость, напротив, в большинстве случаев мала. Все это делает жгутовые и кабельные соединения и узлы слабозащищенными по отношению к низкочастотным вибрационным воздействиям из-за возможного возникновения резонансных колебаний на собственных частотах. В случае возникновения таких колебаний незакрепленные участки отдельных монтажных проводников, жгутов и кабелей могут пересекать силовые линии магнитных полей, присутствие которых неизбежно в функционирующей электронной аппаратуре.

Как известно из курса физики, при движении проводника длиной l в магнитном поле с некоторой скоростью и на нем наводится ЭДС электромагнитной индукции. За счет наведенной ЭДС на колеблющихся участках проводников возникает напряжение виброшума с частотой механических воздействий, которое может быть в дальнейшем усилено электрической схемой.

Причину кабельного эффекта можно понять, рассматривая рис. 5.30.

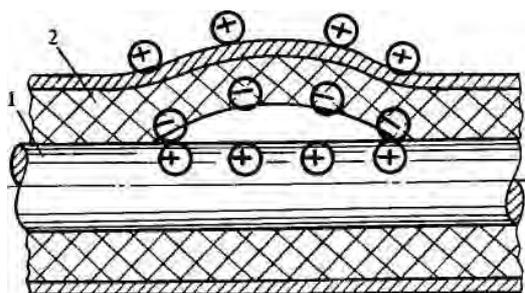


Рис. 5.30. Возникновение кабельного эффекта

вследствие недостаточной адгезии изолирующего слоя к металлу проводника. Из-за трения при колебаниях на внутренней поверхности изолирующего слоя возникает электростатический заряд, вызывающий соответствующее напряжение в проводнике, причем это напряжение существует до тех пор, пока заряд не стечет при отсутствии колебаний по проводнику. Величина такого напряжения может достигать единиц и десятков милливольт.

Для снижения кабельного эффекта на внутреннюю, а иногда и наружную поверхности диэлектрика наносят специальный полупроводящий слой, содержащий графит. Этот слой обладает хорошей адгезией к диэлектрику и способствует стеканию электрических зарядов. Такие гибкие кабели с полупроводящими покрытиями называются антивибрационными.

Напряжение виброшума для таких кабелей значительно ниже, чем для обычных. Например, кабель марки АВК-6 имеет уровень наводимых шумов не более 30 мкВ. Разрушение жгутовых и кабельных соединений при механических воздействиях возникает чаще всего в местах паяк, поскольку здесь возрастает жесткость соединения за счет облуживания конца кабеля или проводников жгута припоем. При колебаниях на этих участках возникают максимальные изгибающие моменты M_u , приводящие к значительным механическим напряжениям в местах соединений, величину которых можно оценить по формуле

$$\sigma = M_u / w, \quad (5.67)$$

где M_u – момент сопротивления изгибу залуженного участка кабеля или проводника; w – момент сопротивления изгибу залуженного участка кабеля или проводника.

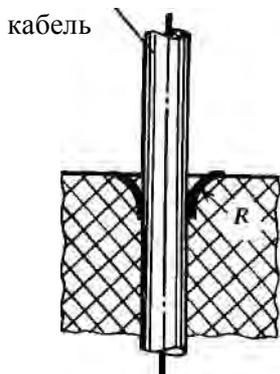


Рис. 5.31. Опрессовка кабелей пластмассой

Для снижения изгибающих моментов в местах соединений подводимый к ним конец кабеля или жгута обычно дополнительно закрепляют путем прижима к плате или опрессовкой подсоединенных концов кабелей и жгутов пластмассой (рис. 5.31).

5.1.14. Разъемные и неразъемные контактные соединения в условиях механических воздействий

Примеры контактных соединений показаны на рис. 5.32.

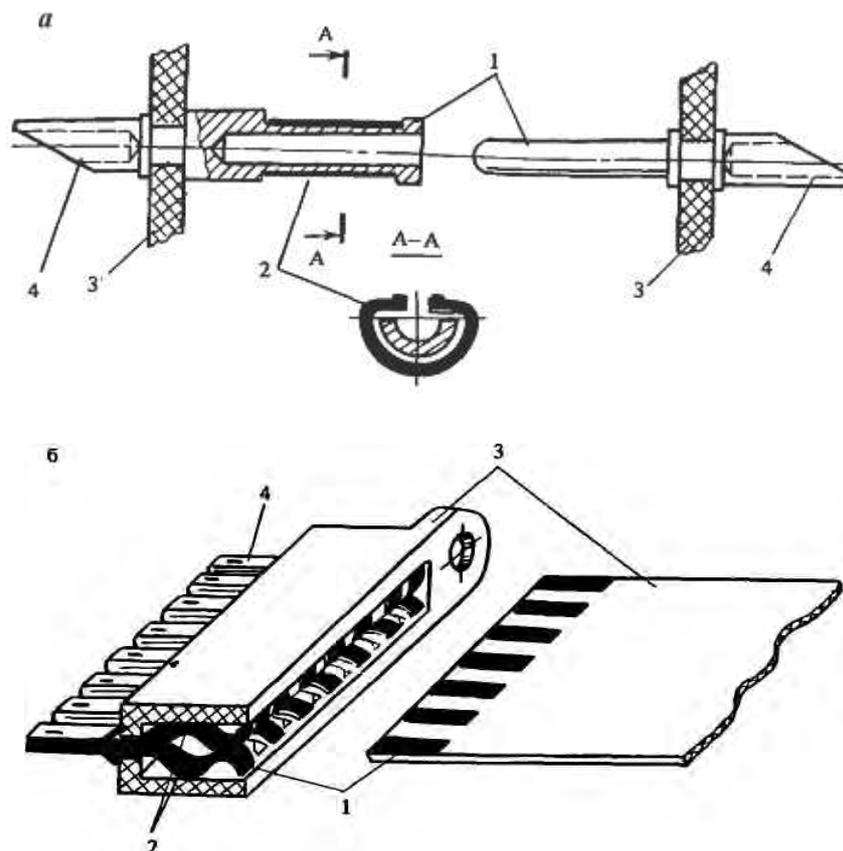


Рис. 5.32. Примеры контактных соединений:
a – цилиндрическая контактная пара; *б* – ножевая контактная пара;
1 – электрический контактный элемент; 2 – упругий элемент; 3 – изолятор (несущий элемент); 4 – вывод для подсоединения проводов

С механической точки зрения контактные элементы представляют собой сосредоточенные массы. Упругость контакта обычно создается за счет упругих элементов и отчасти – за счет соприкасающихся частей контактных элементов при их сжатии. Исходя из такого представления, механическая модель одиночного контактного соединения имеет вид, показанный на рис. 5.33.

Основным электрическим параметром любой контактной пары является ее переходное сопротивление R_n . Переходное сопротивление обусловлено электрическими явлениями в переходной зоне контакта и сопротивлением поверхностных пленок. Оно может иметь активную и реактив-

ную составляющие. При механических воздействиях переходное сопротивление контактной пары нестабильно. Обычно причиной такой нестабильности является изменение усилия сжатия контактов или контактного усилия P_k .

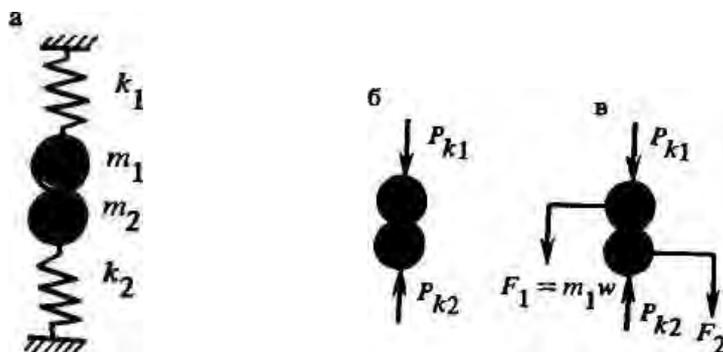


Рис. 5.33. Механическая модель контактной пары

Количественной оценкой нестабильности переходного сопротивления контактной пары в условиях механического воздействия служит величина его динамической нестабильности. Она характеризует возможный уровень контактных шумов и определяется виброустойчивостью конструкции контактов и всего контактного устройства.

Переходное сопротивление контактных пар создается за счет того, что контактирование между ними происходит не по всей площади касания, а только по конечному числу точек. Последнее обусловлено шероховатостью контактирующих поверхностей. Электрический ток, проходя из одного контакта в другой, «стягивается» к проводящим участкам, где его плотность может достигать величины 10^5 А/мм².

В первом приближении расчет активной составляющей переходного сопротивления можно выполнять по известной формуле

$$R_{\Pi} = c\rho\sqrt{H_B} / \rho_k^b, \quad (5.68)$$

где c – коэффициент, зависящий от способа, чистоты обработки и состояния поверхности контактов (для очень грубой обработки $c = 3$; для грубой $c = 2$; для чисто обработанной $c = 1$); H_B – поверхностная твердость материала контактов по Бринеллю; ρ_k – контактное усилие; b – показатель степени, зависящий от характера деформации, вида и формы зоны контактирования (при нагрузке ниже предела упругости $b = 0,33$, при нагрузке выше предела упругости $b = 0,5$, при наличии изолирующей пленки $b = 0,7 - 1$, при контактировании по всей плоскости $b = 2$); ρ – удельное сопротивление материала контактов; если контакты выполнены из разных материа-

лов, то $p = (p_1 + p_2) / 2$. Значение твердости H_B выбирают в этом случае по наиболее мягкому материалу.

Для контактов электрического разъема линейного типа, когда контактное усилие создается за счет упругой деформации изогнутой проводящей пластины, контактирующей с поверхностью из того же материала, и при отсутствии загрязняющих пленок в области контакта величина переходного сопротивления может оцениваться по формуле

$$R_{II} = \frac{\rho}{2,2} \left(\frac{r}{E p_k} \right)^{1/3}, \quad (5.69)$$

где ρ – удельное сопротивление; E – модуль упругости материала контакта; r – радиус кривизны упругой пластины; p_k – контактное усилие, направленное нормально к поверхности пластины.

Обычно такой тип переходного контакта наблюдается в линейных разъемах, предназначенных для подключения печатных плат (см. рис. 5.32, б).

Из формул (5.68) и (5.69) видно, что переходное сопротивление – величина, обратная контактному усилию P_k .

Найдем связь контактного усилия с ускорением w при механических воздействиях. Из рассмотрения модели на рис. 5.33, а следует, что при отсутствии механических воздействий в контактной паре существует механическое равновесие, определяемое начальным поджатием контактов:

$$P_{k1} = k_1 \xi_1 \dots P_{k2} = k_2 \xi_2. \quad (5.70)$$

Согласно схеме, представленной на рис. 5.33, б,

$$P_{k1} = P_{k2}, \quad (5.71)$$

или

$$P_k = P_{k1} - (-P_{k2}) = P_{k1} + P_{k2}, \quad (5.72)$$

где P_k – полное контактное усилие.

Тогда

$$k_1 \xi_1 = k_2 \xi_2 = P_k / 2. \quad (5.73)$$

Здесь ξ_1 и ξ_2 – деформации, а k_1 и k_2 – коэффициенты упругости первого и второго контактов, соответственно, обеспечивающие контактное усилие при отсутствии механических воздействий.

В случае приложения инерционных нагрузок

$$F_1 = m_1 w; \quad F_2 = m_2 w \quad (5.74)$$

произойдет изменение деформаций первого и второго контактов, причем для показанного на рис. 5.33, в направления инерционных сил верхний

контакт опускается вниз и деформация его упругого элемента уменьшается ($\xi_1 - \Delta\xi_1$), а в нижнем контакте, напротив, увеличивается ($\xi_2 + \Delta\xi_2$).

Составим для этого случая уравнение равновесия:

$$k_1(\xi_1 - \Delta\xi_1) + m_1 w + m_2 w = k_2(\xi_2 + \Delta\xi_2). \quad (5.75)$$

Будем считать, что конструкция контактной пары приводит к снижению контактного усилия до нуля, если начальная деформация обращается в нуль. Тогда первый член равенства (5.75) обратится в нуль в случае, если $\xi_1 = \Delta\xi_1$.

Отсюда находим ускорение механических воздействий, соответствующее данному условию:

$$w \geq \frac{k(\xi_2 + \Delta\xi_2)}{m_1 + m_2}. \quad (5.76)$$

Заменяя $k_2\xi_2$ на $P_\kappa/2$, согласно (5.73) окончательно получаем:

$$w \geq \frac{P_\kappa / 2 + k_2\Delta\xi_2}{m_1 + m_2}. \quad (5.77)$$

Аналогичное выражение записывается для случая, когда вектор инерционных нагрузок действует в противоположном направлении.

В соответствии с этим получаем условия обеспечения надежного контактирования:

$$\left. \begin{aligned} 2(w_n(m_1 + m_2) - k_2\Delta\xi_2) &\leq nP_\kappa; \\ 2(w_g(m_1 + m_2) - k_1\Delta\xi_1) &\leq nP_\kappa, \end{aligned} \right\} \quad (5.78)$$

где w_n и w_g – амплитуды ускорений механических воздействий при ориентации вектора воздействия вниз или вверх соответственно; n – некоторый коэффициент запаса контактного усилия, определяемый из конкретных условий эксплуатации контакта.

Приравнявая в формулах (5.78) нулю контактное усилие P_κ , определяем предельно допустимые уровни изменения деформации контактов $\Delta\xi_1$ и $\Delta\xi_2$:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\xi_1 &\leq \frac{w_g(m_1 + m_2)}{k_1}; \\ \Delta\xi_2 &\leq \frac{w_n(m_1 + m_2)}{k_2}. \end{aligned} \right\} \quad (5.79)$$

Условия (5.78) и (5.79) еще не гарантируют допустимых изменений контактного сопротивления R_κ .

Они могут быть найдены с помощью условий (5.78), в которые необходимо подставить значения P_k , найденные из выражений (5.68) и (5.69) для допустимых изменений контактного сопротивления.

5.2. Математические методы расчетов вибраций и прочности конструкций

5.2.1. Основные динамические характеристики аппаратуры

К основным динамическим характеристикам аппаратуры и ее элементов относят значения собственных (резонансных) частот, собственные формы колебаний, значения коэффициентов динамичности и коэффициентов демпфирования.

Значения собственных частот конструктивных элементов аппаратуры (элементов рамных конструкций, пластин и т.д.) определяются по формулам, известным из курса классической механики.

Значения частот собственных колебаний электрорадиоэлементов (ЭРЭ), приводимых к балочным моделям, можно определить аналитически или по номограммам. Например, для резистора *резонансная частота* определяется выражением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{192EJ}{ml^3}}, \quad (5.80)$$

где E – модуль упругости материала выводов; $J = \frac{\pi d^4}{64}$ – момент инерции сечения вывода резистора (d – диаметр вывода резистора); m – масса резистора; l – длина выводов резистора.

Подобные расчеты удобнее производить по номограммам, разработанным для наиболее употребительных ЭРЭ (резисторов и конденсаторов).

Вид одной из таких номограмм представлен на рис. 5.34. Зная тип резистора и длину его выводов, определяют значение собственной частоты.

Значение *первой собственной частоты* печатной платы, закрепленной по углам в четырех точках, можно определить, воспользовавшись выражением

$$f_0 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2} \right) \sqrt{\frac{D}{m''}}, \quad (5.81)$$

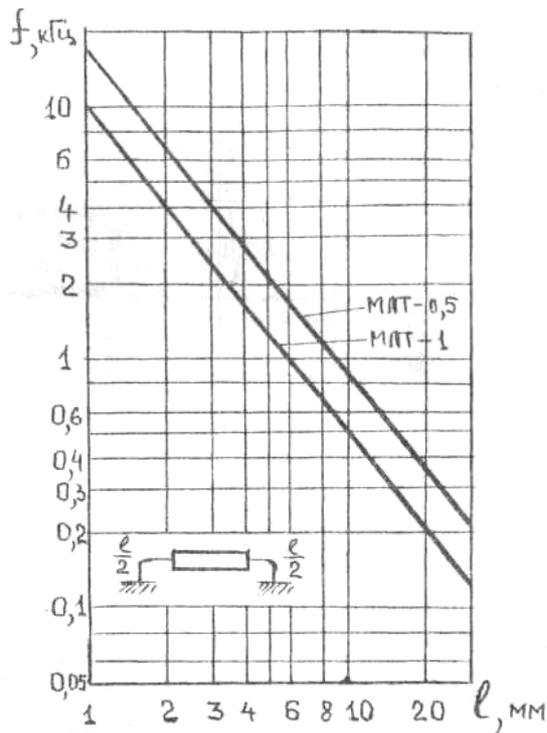


Рис. 5.34. Номограмма для определения значения f_0 резисторов типа МЛТ в зависимости от суммарной длины выводов l

где $D = \frac{Eh^3}{12(1-\beta^2)}$ – цилиндрическая

жесткость платы; $m'' = \frac{m}{a \cdot d}$ – распределенная по площади масса платы и элементов, размещенных на плате; E – модуль упругости материала платы; h – толщина платы; m – масса платы с элементами (МС, ЭРЭ и т.д.); a – длина платы; b – ширина платы; β – коэффициент Пуассона для материала платы.

Более общее выражение для расчета значения собственных частот пластин имеет вид:

$$f_0 = \frac{K_\alpha}{2\pi a^2} \sqrt{\frac{D}{m''}}, \quad (5.82)$$

где K_α – коэффициент, зависящий от способа закрепления пластины (табл. 5.2).

Таблица 5.2

Значения коэффициента K_α для различных способов закрепления сторон пластин

Вариант закрепления сторон пластины	K_α	Вариант закрепления сторон пластины	K_α
	$15,42 \sqrt{1 + 0,95 \left(\frac{a}{b}\right)^2 + 0,41 \left(\frac{a}{b}\right)^4}$		15,42
	$9,87 \sqrt{1 + 2,33 \left(\frac{a}{b}\right)^2 + 2,44 \left(\frac{a}{b}\right)^4}$		$15,42 \left(\frac{a}{b}\right)^2$
	$22,37 \sqrt{0,1 \left(\frac{a}{b}\right)^2 + 0,41 \left(\frac{a}{b}\right)^4}$		22,37

Примечание. Обозначения штриховок:

- жесткое закрепление стороны пластины;
- сторона лежит на опоре;
- сторона пластины свободна.

В практике проектирования печатных плат РЭС иногда пользуются формулой несколько иного вида:

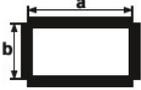
$$f_0 = k_m k_b B h \frac{10^4}{a^2}, \quad (5.83)$$

где k_m - коэффициент, зависящий от материала платы (для гетинакса – 0,5, для стеклотекстолита – 0,52); $k_b = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{m_э}{m_n}}}$ - коэффициент, зависящий от

массы элементов $m_э$, размещенных на поверхности платы, масса которой m_n ; B – коэффициент, зависящий от соотношения длины сторон и способа закрепления платы, табл. 5.3; h – толщина платы, см; a – длина платы, см.

Таблица 5.3

Значения коэффициента B

Варианты закрепления сторон платы	a/b							
	0,25	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0
	–	–	86	145	234	352	497	868
	40	41	56	84	124	176	240	864
	10	19	58	124	217	336	479	855
	33	44	76	139	230	349	494	866
	54	56	69	93	131	181	244	406
	54	58	76	115	175	254	353	607

Для блока, установленного на виброизоляторах, значение f_0 определяется из выражения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_\Sigma}{m}}, \quad (5.84)$$

где K_Σ – суммарная жесткость используемых виброизоляторов; m – масса блока.

Важной динамической характеристикой плат и других конструктивных элементов аппаратуры является коэффициент динамичности, который представляет собой отношение амплитуды колебаний блока или центра печатной платы к амплитуде колебаний основания или точек закрепления платы:

$$\mu = \frac{A}{A_0}. \quad (5.85)$$

Вид зависимости значения μ конструктивного элемента от частоты воздействующей вибрации представлен на рис. 5.35.

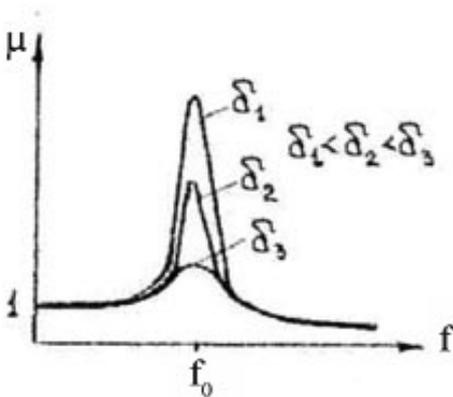


Рис. 5.35. Зависимость значения μ от частоты вибрации

Из приведенных кривых видно, что μ может принимать значение как больше, так и меньше единицы, т.е. конструктивный элемент или блок аппаратуры в зависимости от частоты возмущающей силы может как усиливать, так и ослаблять вибрацию.

График изменения μ в зависимости от частоты называют амплитудно-частотной характеристикой конструктивного элемента. Эта кривая в дальнейшем будет использована для обоснования и оценки эффективности различных способов виброзащиты.

Коэффициент динамичности для любого значения текущей частоты f может быть определен по формуле

$$\mu = \frac{A}{A_0} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{\pi}\right)^2 \alpha^2}}{\sqrt{(1 - \alpha^2)^2 + \left(\frac{\delta}{\pi}\right)^2 \alpha^2}}, \quad (5.86)$$

где δ – логарифмический декремент затухания колебаний; $\alpha = \frac{f}{f_0}$ – коэффициент расстройки по частоте;

f_0 – значение собственной частоты.

При проведении расчетов динамических характеристик конструкций, особенно в области резонансной частоты, необходимо учитывать их поглощающие свойства при колебаниях. Влияние этих свойств на значение коэффициента динамичности в диапазоне частот наглядно видно из рис. 5.35.

Наиболее часто в инженерной практике для оценки поглощающих свойств конструктивных элементов используется *логарифмический декремент затухания колебаний*. Его значение достаточно просто может быть определено экспериментально даже для конструктивного элемента, состоящего из комбинации разнородных материалов, например, многослойной печатной платы.

Если имеется запись свободных затухающих колебаний механической системы (рис. 5.36.), то значение логарифмического декремента затухания колебаний определяется из выражения

$$\delta = \ln \frac{A_i}{A_{i+1}}. \quad (5.87)$$

При учете нескольких периодов колебаний T , например, n :

$$\delta = \frac{1}{n} \ln \frac{A_i}{A_{i+n}}. \quad (5.88)$$

Если имеется амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) механической системы в области собственной частоты (рис. 5.37), то

$$\delta = \pi \frac{\Delta f}{f_0}, \quad (5.89)$$

где Δf – ширина полосы частот на уровне 0,707 от максимального значения амплитуды.

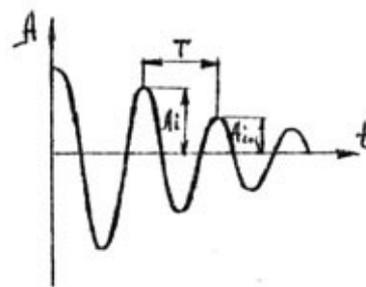


Рис. 5.36. Запись свободных затухающих колебаний

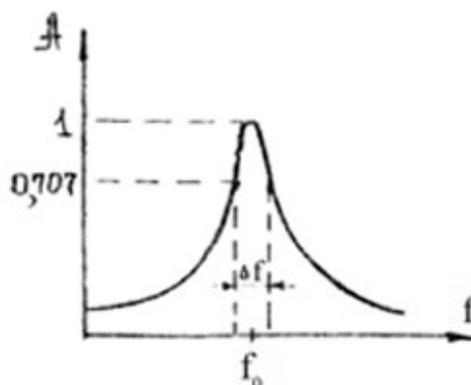


Рис. 5.37. Амплитудно-частотная характеристика

5.2.2. Прочность и устойчивость РЭС к механическим воздействиям

Прочность к воздействию механических факторов – это способность изделий выполнять свои функции и сохранять свои параметры в пределах норм, установленных в стандартах, после воздействия механических факторов.

Устойчивость к воздействию механических факторов – это способность изделий выполнять свои функции и сохранять свои параметры в пределах норм, установленных в стандартах, во время воздействия механических факторов.

К изделиям, предназначенным для функционирования в условиях воздействия механических нагрузок, предъявляют требования по прочности и устойчивости. К изделиям, не предназначенным для функционирования в условиях воздействия механических нагрузок, предъявляют требования только по прочности.

Как следует из приведенных выше определений для прочности и устойчивости, обеспечение устойчивости является более сложной технической задачей, чем обеспечение прочности.

5.2.3. Способы виброзащиты конструкций РЭС

Известно несколько способов защиты аппаратуры от вибраций. К ним относятся:

- изменение соотношения между собственными частотами конструкций и частотами возмущающей силы;
- экранирование упругих волн источника;
- уравнивание возмущающих нагрузок механизмов;
- изоляция вибраций и применение динамических гасителей.

Способы защиты конструкций РЭС от вибраций удобно классифицировать и наглядно представить, если использовать зависимость коэффициента динамичности μ от частоты f .

С использованием этой зависимости способы виброзащиты можно подразделить на три разновидности (рис. 5.38). Применение того или иного способа уменьшения вибраций зависит от конкретных условий эксплуатации радиоаппаратуры.

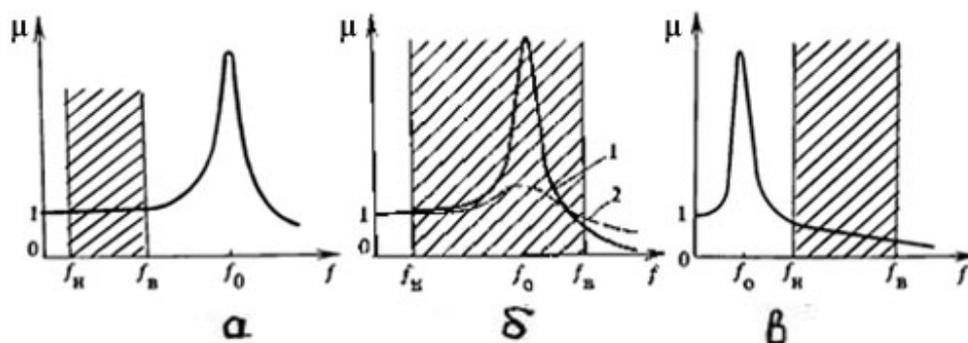


Рис. 5.38. Способы виброзащиты:

- а* – увеличение жесткости конструктивных элементов (увеличение f_0);
- б* – использование конструктивных элементов с увеличенной степенью демпфирования; *в* – использование виброизоляторов

Сущность первого способа защиты радиоаппаратуры от вибраций заключается в изменении частоты возмущающей силы, если это возможно, либо в изменении резонансной частоты конструкции относительно основной и кратных частот источника упругих колебаний. В связи с тем, что спектр возбуждения обычно состоит из многих гармонических составляющих, резонансную частоту конструкции необходимо разместить между основными частотными составляющими источника возмущений. На рис. 5.38, *a* представлено соотношение собственной резонансной частоты защищаемого конструктивного элемента f_0 относительно диапазона частот воздействующих вибраций от f_n до f_e .

Как следует из приведенного рисунка, вывод резонансной частоты f_0 элемента за пределы диапазона частот воздействующих вибраций в более высокочастотную область позволяет в диапазоне частот воздействующих вибраций обеспечить значение коэффициента динамичности $\mu = 1$. Это означает, что резонансного возмущения колебаний защищаемого элемента происходить не будет. Изменение резонансной частоты конструкции можно осуществить изменением жесткости.

Примеры конструктивного исполнения элементов аппаратуры, обладающих повышенной жесткостью, представлены на рис. 5.39.

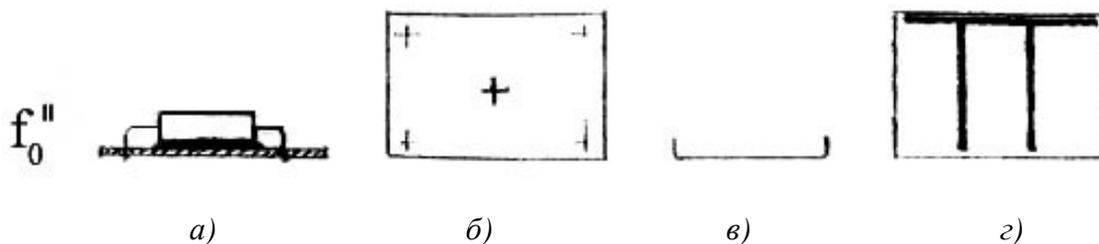


Рис. 5.39. Конструктивные решения, позволяющие увеличить жесткость:
a – применение дополнительных точек или площадок крепления с помощью клея;
б – применение дополнительных точек крепления; *в* – применение отбортовок и профилирований (для пластин из металла); *з* – применение ребер жесткости

Для осуществления экранирования упругих волн между источником вибраций и конструкцией устанавливаются экраны из материалов, отличающихся от материалов конструкции.

Например, если упругие волны распространяются в эластичных средах (резина, поролон, полиуретан и др.), в качестве экрана можно использовать металлические прокладки, колпаки, цилиндры, решетки, которые приклеиваются к эластичной среде. Если колебания распространяются в

металле, то экранами могут быть эластичные материалы, воздушные зазоры и щели.

Эффективность экранирования упругих волн зависит от соотношения размеров экрана и длины распространяющихся волн. Опытным путем установлено, что экранирование упругих волн начинается тогда, когда «глубина» экрана (размер, характеризующий погружение экрана в среду, в котором распространяются упругие волны) больше или равна $0,3\lambda$.

Способ уравнивания возмущающих нагрузок заключается в выполнении таких конструкций, у которых центр масс лежит на оси вращения (условие равенства нулю главного вектора сил инерции), а ось вращения совпадает с главной осью инерции (условие равенства нулю главного момента сил инерции). Уравнивание возмущающих нагрузок обычно достигается добавлением противовесов или снятием излишнего материала.

Способ изоляции вибрации заключается в том, что между изолируемой конструкцией и основанием устанавливаются амортизаторы. Изоляция вибраций является наиболее универсальным и наиболее распространенным способом защиты конструкции РЭА от вибраций и ударов.

На рис. 5.38, б показано изменение хода зависимости μ от f при использовании конструктивных элементов, обладающих повышенной степенью демпфирования (пунктирная кривая). Большую степень демпфирования колебаний можно обеспечить, например, используя платы с вибропоглощающим покрытием, слоистые конструкции, либо используя заливку поверхности платы с элементами демпфирующими материалами.

На рис. 5.40 представлены подобные конструктивные решения.

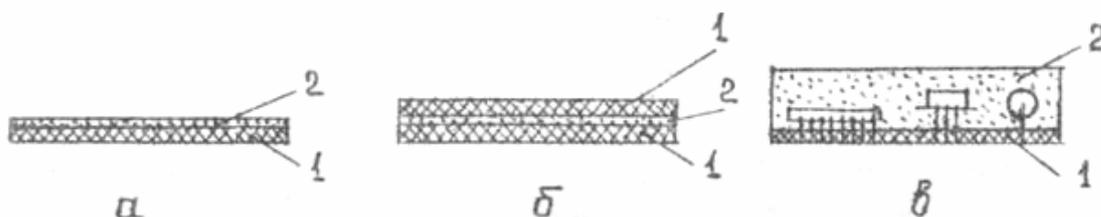


Рис. 5.40. Демпфированные конструкции:

a – с вибропоглощающим покрытием 2; *б* – с вибропоглощающим слоем 2;

в – с вибропоглощающим заливочным материалом 2

Применение демпфирующих покрытий и слоистых конструкций позволяет снизить значения коэффициентов динамичности таких конст-

руктивных элементов, как печатные платы, с нескольких десятков до нескольких единиц, причем в области их резонансных колебаний.

К недостаткам этого способа виброзащиты следует отнести:

- ухудшение ремонтоспособности РЭС;
- зависимость характеристик покрытий и заливок от температуры;
- возникновение больших внутренних напряжений в компаунде при его полимеризации;
- изменение свойств покрытий и заливок с течением времени.

Кроме того, величина рассеяния энергии механических колебаний полимерными материалами зависит от частоты, амплитуды и формы колебаний, состава компонентов, вида напряженного состояния.

Эти обстоятельства усложняют *аналитическую оценку* эффективности виброзащиты, и в данном случае рациональнее использовать *экспериментальные методы* определения коэффициента механических потерь η через логарифмический декремент затухания колебаний

$$\eta = \frac{\delta}{\pi} \quad (5.90)$$

или через механическую добротность

$$\eta = \frac{1}{Q}. \quad (5.91)$$

Экспериментальный метод определения логарифмического декремента затухания колебаний конструкции рассмотрен ранее.

Наиболее эффективным способом виброзащиты является ***виброизоляция***, так как только в этом случае удастся получить значения коэффициента динамичности $1/\gamma$ (μ) < 1 в диапазоне частот воздействующих вибраций (рис. 5.38). Подобный способ виброзащиты может быть использован как для блоков, так и для отдельных, чувствительных к вибрациям элементов аппаратуры. Виброизоляция обеспечивается тем, что между защищаемым аппаратом или его элементом и вибрирующей поверхностью устанавливаются специальные элементы – виброизоляторы. Некоторые схемы монтажа блоков на виброизоляторах представлены на рис. 5.41.

5.2.4. Схемы монтажа амортизаторов

Схемы расположения амортизаторов относительно центра тяжести аппаратуры могут быть самые разнообразные.

Схемы выбирают:

- в зависимости от конкретных условий монтажа;

- с учетом эксплуатационных режимов;
- с учетом имеющихся зазоров между аппаратурой и смежными конструкциями носителя.

Каждая схема (рис. 5.41) имеет свои преимущества и недостатки.

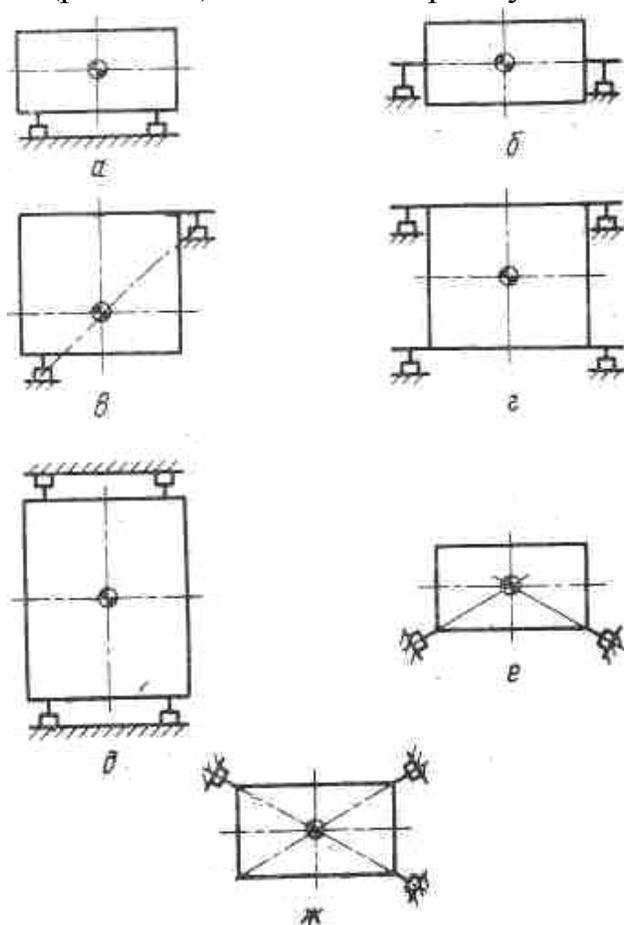


Рис. 5.41. Схемы монтажа амортизаторов

Схема нижнего монтажа (см. рис. 5.41, *а*) чаще всего используется для амортизации аппаратуры при воздействии вибрации. Это наиболее простая схема, и часто ее выбирают по привычке без учета недостатков. Наиболее существенный из них состоит в том, что при боковых нагрузках следует предусматривать достаточный зазор между амортизируемым блоком и смежными конструкциями, чтобы избежать соударения. Такие же последствия вызывает несовпадение центра жесткости системы амортизации с центром тяжести аппаратуры. Поэтому схема (см. рис. 5.41, *а*) применяется главным образом в обычной самолетной аппаратуре.

Схему, в которой амортизаторы расположены в плоскости, проходящей через центр тяжести (см. рис. 5.41, *б*), целесообразно использовать в условиях пространственного нагружения на реактивных самолетах и

ракетах. Такая схема позволяет уменьшить колебания по горизонтальным осям, развязывая колебания в соответствии с осями симметрии. Наиболее выгодное расположение амортизаторов такое, при котором расстояние от центра тяжести блока равно радиусу инерции. Однако не всегда удается выдержать расстояния между сторонами блока и его центром тяжести, равным радиусу инерции, так как это связано с увеличением габаритов.

Амортизаторы не обязательно располагать в горизонтальной плоскости, проходящей через центр тяжести аппаратуры. Эффективность их не ухудшится при установке на наклонной плоскости, проходящей через центр тяжести, на расстояниях, равных радиусу инерции (см. рис. 5.41, *в*). Для такого монтажа требуется несколько больше места, чем для аппаратуры таких же размеров, установленной по схеме нижнего монтажа, но это компенсируется тем, что требуется меньший зазор между амортизируемым блоком РЭА и окружающими его конструкциями благодаря большей устойчивости системы амортизации. Если установить аппаратуру таким образом не удастся, то в системе амортизации будут возбуждаться вращательные колебания с частотами, приблизительно равными частотам поступательных колебаний.

Монтаж амортизаторов в двух горизонтальных плоскостях (см. рис. 5.41, *г*) обычно используется при защите блоков (РЭА), у которых отношение высоты к ширине больше двух. Установка амортизаторов в верхней плоскости обеспечивает дополнительные точки опоры. Если амортизаторы расположены несимметрично относительно центра тяжести, то все режимы собственных колебаний будут связаны.

Схема монтажа, в которой амортизаторы расположены навстречу один одному, называется двусторонней (см. рис. 5.41, *д*). Она обеспечивает защиту от воздействия внешних сил, действующих во всех направлениях. Амортизаторы предварительно нагружены, так что каждому из амортизаторов, расположенных внизу системы, соответствует амортизатор в верхней части. Предварительное поджатие делает систему более жесткой, что сдвигает ее собственную частоту в область более высоких частот.

Схема монтажа амортизаторов под углом к осям симметрии блока (см. рис. 5.41, *е*) наиболее пригодна для изоляции пространственных вибраций, но она наиболее сложна.

Если же центр жесткости совпадает с центром тяжести блока, то действующие силы будут уравновешены, вращательные колебания будут невелики. Этому условию удовлетворяет схема монтажа амортизаторов, расположенных под углом внизу и сверху блока (см. рис. 5.41, *ж*). Все

внешние силы уравниваются в направлении центра тяжести, что снижает влияние вращательных колебаний. Характер движения объекта установки может быть любым.

Установка блоков на виброизоляторах обеспечивает значение их собственных частот $f_0 = 10 - 25$ Гц. В этом случае начиная с частот 30 – 40 Гц обеспечивается эффективная защита блока от вибраций:

$$\mu < 1, \quad (5.92)$$

и чем выше частота воздействующей вибрации, тем эффективнее виброзащита.

5.2.5. Математические методы расчетов вибрации и прочности конструкции

5.2.5.1. Общие положения

При проектировании конструкции блоков, панелей, рам и стоек РЭА возникает необходимость выполнения динамических расчетов для определения прочности конструкции, вычисления резонансных частот и нагрузок, возникающих в процессе эксплуатации РЭА. Подобные задачи приводят к дифференциальным уравнениям в частных производных теории колебаний и прикладной теории упругости [20].

Для составления расчетных уравнений необходимо, в первую очередь, выбрать динамическую модель РЭА (или составных частей), т.е. представить объект (РЭА) в виде некоторой совокупности инерционных, упругих и демпфирующих элементов. Выбирая физическую модель, необходимо учитывать также и ширину спектра динамического воздействия. Чем выше частоты воздействия, тем большее число степеней свободы должна иметь модель РЭА для того, чтобы можно было исследовать ее резонансные колебания. Поскольку РЭА имеет сложную нерегулярную структуру и в ее элементах возникают высокочастотные воздействия (до нескольких килогерц), адекватная модель может оказаться чрезвычайно сложной. Следующим этапом является разработка математического описания динамической модели. Математическая модель должна содержать замкнутую систему основных уравнений, а также способы задания начальных и граничных условий.

Конструкция РЭА является сложной упругой механической системой. Для полного определения деформаций, возникающих в такой систе-

ме при колебаниях, необходимо знать перемещение всех ее точек, иначе говоря, требуется определить бесконечное число координат как функций времени и положения, определяющих эти перемещения в любой момент времени. Таким образом, упругие системы являются системами с бесконечным числом степеней свободы или системами с распределенными параметрами. Исследование и расчет таких систем проводятся методами математической физики или вариационными методами.

Во многих случаях расчет колебаний упругих систем как систем с бесконечным числом степеней свободы становится возможным при введении в расчет упрощений. Одним из таких приемов является замена сложной системы другой, более простой, с другим распределением масс и жесткостей, а именно: эквивалентной (приведенной) системой с одной или с конечным числом степеней свободы. Такие системы являются системами с сосредоточенными параметрами и могут быть исследованы на основании уравнений Лагранжа.

5.2.5.2. Задачи динамических воздействий, приводящиеся к уравнениям гиперболического типа и уравнениям теории упругости. Постановка граничных задач

В конструкциях РЭА (платы, стойки и т.д.) часто применяются стержневые каркасы и отдельные стержни и пластины в качестве деталей, несущих механические нагрузки. Таким образом, в качестве физической модели можно рассматривать колебания стержней и пластинок.

Уравнение продольных колебаний стержней. Для однородного стержня уравнение одномерных малых колебаний имеет следующий вид:

$$\partial^2 \xi / \partial t^2 = c^2 \partial^2 \xi / \partial x^2 + f(x, t), \quad a^2 = E / \rho, \quad (5.93)$$

где ξ – смещение (амплитуда) точки в момент t ; E – модуль упругости; ρ – плотность материала стержня; $f(x, t) = F(x, t) / \rho$ – плотность силы, отношения к единице массы; $F(x, t)$ – внешняя сила.

Так как процесс колебаний стержня зависит от начальной формы и распределения скоростей, то следует задать начальные условия:

$$\xi(x, 0) = \varphi(x); \quad (5.94)$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial t}(x, 0) = \psi(x). \quad (5.95)$$

Если задан закон движения концов стержня ($x = 0$ и $x = l$)

$$\xi(0, t) = \mu_1(t), \quad \xi(l, t) = \mu_2(t), \quad (5.96)$$

то имеем граничные условия первого рода.

Если задан закон изменения силы, приложенной к концу стержня, то имеем граничные условия второго рода

$$E \frac{\partial \xi}{\partial x} \Big|_{x=0} = F_1(t), \quad E \frac{\partial \xi}{\partial x} \Big|_{x=l} = F_2(t), \quad (5.97)$$

или

$$\xi_x(0, t) = v_1(t), \quad \xi_x(l, t) = v_2(t), \quad (v = F / E). \quad (5.98)$$

В случае упругого закрепления, скажем, для $x = l$

$$E \frac{\partial \xi}{\partial x}(l, t) = -k\xi(l, t), \quad (5.99)$$

или

$$\frac{\partial \xi}{\partial x}(l, t) = -h\xi(l, t), \quad h = k / E, \quad (5.100)$$

где k – коэффициент жесткости закрепления.

Если точка упругого закрепления движется по закону $x = \beta(t)$, то граничный режим запишется для $x = l$ в виде:

$$\frac{\partial \xi}{\partial x}(l, t) + h[\xi(l, t) - \beta(t)] = 0. \quad (5.101)$$

На другом конце ($x = 0$) имеем

$$\frac{\partial \xi}{\partial x}(0, t) - h[\xi(0, t) - \beta(t)] = 0. \quad (5.102)$$

Это граничные условия третьего рода.

Для двух- и трехмерного случаев рассмотренные типы граничных условий имеют следующий вид:

$$\xi|_s = \mu(M, t) \text{ (первый тип);} \quad (5.103)$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial n} \Big|_s = v(M, t) \text{ (второй тип);} \quad (5.104)$$

$$\left(\frac{\partial \xi}{\partial n} + h\xi \right) \Big|_s = \beta(M, t) \text{ (третий тип).} \quad (5.105)$$

Если функции, задаваемые в правой части, $\mu(t)$, $v(t)$ или $\beta(M, t)$ равны нулю, то граничные условия называются однородными.

Таким образом, можно сформулировать краевые задачи для уравнения колебаний.

Первая краевая задача: найти функцию $\xi(x, t)$, определенную в области $0 < x < l, t \geq 0$, удовлетворяющую уравнению гиперболического типа

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + f(x, t) \text{ для } 0 < x < l, t > 0, \quad (5.106)$$

граничным

$$\xi(0, t) = \mu_1(t), \quad \xi(l, t) = \mu_2(t) \quad (5.107)$$

и начальным условиям

$$\xi(x, 0) = \varphi(x), \quad \frac{\partial \xi}{\partial t}(x, 0) = \psi(x). \quad (5.108)$$

Аналогично ставятся вторая и третья краевые задачи для уравнения (5.39), с учетом граничных условий (5.97) – (5.102).

Для пространственных задач первая задача ставится совершенно сходным образом.

Требуется найти функцию $\xi(M, t) = \xi(x, y, z, t)$, определенную при $t > 0$ внутри заданной области D с границей S , удовлетворяющую при $t > 0$ внутри D уравнению

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = c^2 \Delta \xi + f(M, t), \quad (5.109)$$

$$M(x, y, z) \in D, t > 0, \quad (5.110)$$

граничному условию на S

$$\xi|_S = \mu(P, t), \quad P(x, y, z) \in S, t > 0 \quad (5.111)$$

и начальным условиям

$$\xi(M, 0) = \varphi(M); \quad (5.112)$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial t}(M, 0) = \psi(M), \quad M(x, y, z) \in D. \quad (5.113)$$

Решение проводится методом разделения переменных.

Уравнение поперечных колебаний стержней. В предположении, что отклонения точек оси стержня при поперечных колебаниях происходят в одной плоскости и являются малыми отклонениями (в смысле сохранения пропорциональности восстанавливающих сил), уравнение поперечных колебаний имеет вид:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} + c^2 \frac{\partial^4 \xi}{\partial x^4} = 0, \quad c^2 = \frac{EJ}{\rho S}, \quad (5.114)$$

где J – момент инерции поперечного сечения стержня относительно центральной оси; E – модуль упругости (модуль Юнга); S – площадь поперечного сечения.

В простейших случаях, когда конец стержня свободен или жестко закреплен, или шарнирно оперт, граничные условия выражаются следующими соотношениями:

а) конец стержня свободен, на таком конце равны нулю изгибающий момент и поперечная сила, следовательно,

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = 0, \quad \frac{\partial^3 \xi}{\partial x^3} = 0; \quad (5.115)$$

б) конец стержня жестко закреплен, на таком конце равны нулю прогиб и угол поворота, т.е.

$$\xi = 0, \quad \frac{\partial \xi}{\partial x} = 0; \quad (5.116)$$

в) конец стержня свободно оперт (или закреплен шарниром), в этом случае равны нулю прогиб и изгибающий момент, т.е.

$$\xi = 0, \quad \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = 0. \quad (5.117)$$

Таким образом, задача сводится к решению уравнения (5.114) с граничными условиями (5.115) – (5.117) и с начальными условиями (5.94), (5.95) и решается методом разделения переменных.

Уравнение поперечных колебаний пластин. Если в качестве динамической модели элементов конструкции РЭА принята свободно изгибающаяся однородная пластина (мембрана), то справедливо для математической модели уравнение гиперболического типа

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = c^2 \left(\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \xi}{\partial y^2} \right) + f(x, y, t), \quad (5.118)$$

где T – натяжение пластины, $F(x, y, t)$ – внешняя сила, $\xi(x, y, t)$ – перемещение (амплитуда) точек пластины;

$$c^2 = \frac{T}{\rho}; \quad (5.119)$$

$$f(x, y, t) = \frac{F(x, y, t)}{\rho}. \quad (5.120)$$

Если динамическая модель представляет собой упругую пластину конечной толщины δ , то в качестве расчетного уравнения берется дифференциальное уравнение 4-го порядка изгибных колебаний в перемещениях

$$D \left(\frac{\partial^4 \xi}{\partial x^4} + 2 \frac{\partial^4 \xi}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{\partial^4 \xi}{\partial y^4} \right) - \frac{\gamma \delta}{g} \omega_0^2 \xi = 0, \quad (5.121)$$

где $D = E\delta^3 / 12(1 - \sigma^2)$ – цилиндрическая жесткость пластины; σ – коэффициент Пуассона; γ – удельный вес пластины; ω_0 – собственные частоты пластины, подлежащие определению.

Граничные условия для прямоугольной пластины на краях, параллельных оси Oy , имеют вид:

1) если края свободно оперты, то

$$\xi = 0, \quad \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + \sigma \frac{\partial^2 \xi}{\partial y^2} = 0; \quad (5.122)$$

2) если края жестко закреплены, то

$$\xi = 0, \quad \frac{\partial \xi}{\partial t} = 0; \quad (5.123)$$

3) если края свободны, то

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + \sigma \frac{\partial^2 \xi}{\partial y^2} = 0; \quad (5.124)$$

$$\frac{\partial^3 \xi}{\partial x^3} - (2 - \sigma) \frac{\partial^3 \xi}{\partial x \partial y^2} = 0. \quad (5.124)$$

Условия для краев, параллельных оси Ox , получаются из приведенных выше заменой x на y и наоборот.

Если на пластину действует внешняя гармоническая нагрузка интенсивности

$$F(x, y, t) = f(x, y) \sin \omega t, \quad (5.125)$$

то уравнение форм вынужденных колебаний пластины запишется следующим образом:

$$D \Delta^2 \xi - \frac{\gamma \delta}{g} \omega^2 \xi - f(x, y) = 0, \quad (5.126)$$

где

$$\Delta^2 \xi = \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + 2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 \xi}{\partial y^2}. \quad (5.127)$$

Решение задач (5.121) и (5.126) проводится методом разделения переменных.

5.2.5.3. Метод уравнения Лагранжа

Теоретической основой составления расчетных уравнений колебаний конструкции РЭА могут служить уравнения Лагранжа в обобщенных координатах. Существенным преимуществом этих уравнений для практических расчетов является тот факт, что они не содержат реакций связи и входящие в них величины, определяющие вибрации РЭА (обобщенные координаты, скорости и ускорения), непосредственно связаны с возмущающими (обобщенными) силами.

Уравнения Лагранжа для колебательной системы с n степенями свободы имеют вид:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k} \right) - \frac{\partial T}{\partial q_k} - F_k = 0; \quad (5.128)$$

$$\dot{q}_k = \frac{dq_k}{dt} \quad (k = 1, 2, \dots, n). \quad (5.129)$$

Уравнения (5.128) носят название уравнений Лагранжа второго рода или уравнений Лагранжа в независимых координатах.

Если обобщенные силы F_k являются потенциальными, т.е. существует потенциал (потенциальная энергия) $\Pi = \Pi(t, q_k)$ и $F_k = -\partial \Pi / \partial q_k$, то уравнения Лагранжа

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k} \right) - \frac{\partial T}{\partial q_k} = -\frac{\partial \Pi}{\partial q_k} \quad (k = 1, 2, \dots, n), \quad (5.130)$$

где $L = T - \Pi$.

Функция L называется функцией Лагранжа или кинетическим потенциалом.

Малые одномерные колебания конструкции РЭА. Кинетическая и потенциальная энергия системы с одной степенью свободы вычисляется по формулам

$$T = m\dot{\xi}^2 / 2 \quad \Pi = k\xi^2 / 2 \quad (\xi = d\xi / dt), \quad (5.131)$$

где m – масса тела; $\xi = q - q_0$ – отклонение координаты q от ее равновесного значения q_0 ; k – коэффициент жесткости.

Функция Лагранжа для системы, совершающей одномерные малые колебания, имеет вид

$$L = m\dot{\xi}^2 / 2 - k\xi^2 / 2. \quad (5.132)$$

Соответствующее этой функции уравнение Лагранжа

$$m\ddot{\xi} + k\xi = 0 \left(\ddot{\xi} = \frac{d^2\xi}{dt^2} \right), \quad (5.133)$$

или

$$\ddot{\xi} + \omega_0^2\xi = 0, \quad (5.134)$$

где $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ – круговая (циклическая) частота.

Для вынужденных колебаний линейной системы имеем:

$$\ddot{\xi} + \omega_0^2\xi = \frac{1}{m}F(t). \quad (5.135)$$

Решение неоднородного уравнения (5.135) для случая $F(t) = f \cos(\gamma t + \beta)$ ищется в виде

$$\xi = a \cos(\omega_0 t + \alpha) + \frac{f}{m(\omega_0^2 - \gamma^2)} \cos(\gamma t + \beta), \quad (5.136)$$

где α и a – постоянные, определяемые из начальных условий; γ – частота вынуждающей силы.

Решение (5.136) неприменимо при $\gamma \rightarrow \omega_0$, т.е. в случае так называемого резонанса. В этом случае решение уравнения (5.135) имеет вид

$$\xi = a \cos(\omega_0 t + \alpha) + \frac{f}{2m\omega_0} t \sin(\omega_0 t + \beta) \quad (5.137)$$

и амплитуда колебаний растет линейно со временем (колебания перестают быть малыми, и линейная теория уже неприменима).

Если на систему действует сила трения $R = -\alpha\dot{\xi}$ (α – коэффициент трения), то уравнение колебаний, составленное по схеме Лагранжа, имеет вид

$$m\ddot{\xi} + k\xi = -\alpha\dot{\xi}, \quad (5.138)$$

или, если ввести обозначения $k/m = \omega_0^2$, $\alpha/m = 2\lambda$,

$$\ddot{\xi} + 2\lambda\dot{\xi} + \omega_0^2\xi = 0, \quad (5.139)$$

где 2λ – коэффициент затухания.

Решение уравнения (5.139) будет иметь различную форму в зависимости от соотношения между ω_0 и λ .

Вынужденные колебания при наличии трения под действием возмущающей силы $F(t) = f \sin \gamma t$ описываются уравнением

$$\ddot{\xi} + 2\lambda\dot{\xi} + \omega_0^2\xi = \frac{f}{m} \sin \gamma t, \quad (5.140)$$

или, в целях удобства определения решения, уравнением

$$\ddot{\xi} + 2\lambda\dot{\xi} + \omega_0^2\xi = \frac{f}{m} e^{i\gamma t}. \quad (5.141)$$

Частное решение уравнения (5.140) ищется в виде $\xi = Be^{i\gamma t}$, тогда

$$B = \frac{f}{m(\omega_0^2 - \gamma^2 + 2i\gamma\lambda)}. \quad (5.142)$$

Представив B в виде $B = be^{i\delta}$, имеем

$$b = \frac{f}{m\sqrt{(\omega_0^2 - \gamma^2)^2 + 4\lambda^2\gamma^2}}; \quad (5.143)$$

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{2\lambda\gamma}{\gamma^2 - \omega_0^2}. \quad (5.144)$$

Выражение (5.143) для амплитуды b вынужденного колебания хотя и возрастает при приближении γ к ω_0 , но не обращается в бесконечность, как это было при резонансе в отсутствие трения.

5.2.5.4. Малые колебания системы с несколькими степенями свободы

Кинетическая и потенциальная энергия системы с n степенями свободы может быть представлена в виде квадратичных форм с постоянными коэффициентами через обобщенные (независимые) координаты q_i и скорости \dot{q}_i ($i = 1, 2, \dots, n$):

$$T = \frac{1}{2} \sum_{i,k=1}^n m_{ik} \dot{q}_i \dot{q}_k; \quad (5.145)$$

$$П = \frac{1}{2} \sum_{i,k=1}^n k_{ik} q_i q_k, \quad (5.146)$$

где $m_{ik} = m_{ki}$, $k_{ik} = k_{ki}$, $(i, k = 1, 2, \dots, n)$.

Уравнения Лагранжа, исходя из выражений (5.146), принимают вид

$$\sum_{k=1}^n (m_{ik} \ddot{q}_k + k_{ik} q_k) = 0. \quad (5.147)$$

Частное решение этой системы линейных дифференциальных уравнений ищут в виде

$$q_i = \xi_i \sin(\omega t + \alpha), \quad i = 1, \dots, n. \quad (5.148)$$

Подставляя выражение (5.148) для q_i в дифференциальные уравнения (5.147), получим после сокращения на $\sin(\omega t + \alpha)$ следующую систему алгебраических уравнений, линейных относительно амплитуд ξ_i :

$$\sum_{k=1}^n (k_{ik} - \omega^2 m_{ik}) \xi_k = 0, \quad (i = 1, \dots, n). \quad (5.149)$$

Так как все амплитуды ξ_i искомого колебания не должны обращаться в нуль одновременно, то определитель системы однородных уравнений (5.149) должен быть равен нулю:

$$\begin{vmatrix} k_{11} - \omega^2 m_{11} & k_{12} - \omega^2 m_{12} \dots & k_{1n} - \omega^2 m_{1n} \\ k_{21} - \omega^2 m_{21} & k_{22} - \omega^2 m_{22} \dots & k_{2n} - \omega^2 m_{2n} \\ \dots & \dots & \dots \\ k_{n1} - \omega^2 m_{n1} & k_{n2} - \omega^2 m_{n2} \dots & k_{nn} - \omega^2 m_{nn} \end{vmatrix} = 0. \quad (5.150)$$

После раскрытия определителя в левой части получается многочлен n -й степени относительно ω^2 . Уравнение же (5.150) называется вековым уравнением или уравнением частот. Каждому корню ω^2 уравнения (5.150) соответствует частное решение (5.148) системы дифференциальных уравнений (5.147). Корни векового уравнения всегда вещественны и положительны.

Тема 6. ДЕЙСТВИЕ ПРОНИКАЮЩЕЙ РАДИАЦИИ НА ЭЛЕМЕНТЫ РЭС

6.1. Виды проникающей радиации и их основные характеристики

6.1.1. Общие сведения о радиационной обстановке

Радиоэлектронное оборудование современных объектов космической и ядерной техники работает в условиях воздействия ионизирующих излучений. По составу частиц ионизирующие излучения подразделяются на следующие основные виды:

- γ -излучение;
- нейтронное (n);
- электронное (e);
- протонное (p).

Кроме этих видов излучения, заметное воздействие на материалы и изделия могут оказывать также альфа-частицы (α), осколки деления F_p и другие частицы, возникающие в ядерном реакторе или в зоне ядерного взрыва, однако тяжелые частицы обладают очень малой проникающей способностью и на изделия действовать не будут. Действием других частиц (нейтрино, мезоны и др.), имеющих место в космических условиях или в активной зоне ядерного реактора, можно практически пренебречь из-за их крайне незначительного уровня воздействия.

Основными характеристиками ионизирующих излучений являются:

- энергия частиц, выражаемая в электрон-вольтах (эВ);
- плотность потока частиц, выражаемая числом частиц, проходящих через единицу площади в единицу времени. В настоящее время как у нас, так и за рубежом в качестве меры плотности потока частиц ϕ принято использовать число частиц, проходящих через площадку в 1 см^2 за 1 с.

В реальных условиях ионизирующее излучение имеет обычно сложное распределение частиц по энергиям – энергетический спектр. Уровень воздействия проникающей радиации зависит от времени воздействия излучения с данной плотностью потока на вещество и выражается числом частиц, прошедших через площадку в 1 см^2 за время облучения интегральным потоком Φ .

Другими характеристиками воздействия на вещество излучения со сложным энергетическим спектром являются:

- доза D ;
- мощность дозы P .

Доза излучения – это количество энергии, переданное веществу излучением в расчете на единицу массы.

Мощность дозы излучения – значение дозы, отнесенное к единице времени.

Действие излучения на материалы и изделия можно разделить на *импульсное* (протекающее очень короткое время) и *непрерывное* (длительное).

Между влиянием импульсной радиации, возникающей в результате ядерного взрыва, и непрерывной радиации, действующей на объектах с ядерными энергетическими установками и космических объектах, существует большое различие.

Воздействие непрерывной проникающей радиации приводит к постепенному необратимому изменению электрических параметров изделий электронной техники, вызываемому в основном смещениями атомов, т.е. нарушениями в структуре материала, а также незначительным изменением химического состава (активацией).

Импульсная радиация, действующая короткое время ($10^{-7} - 10^{-3}$ с), наряду с необратимым изменением электрических параметров изделий электронной техники аналогично воздействию непрерывной проникающей радиации создает очень большую плотность ионизации как в самих облучаемых изделиях, так и вокруг изделий (ионизация воздуха). Это, как правило, приводит к обратимому изменению электрических параметров изделий.

Поэтому в условиях воздействия ионизирующих излучений необратимые изменения электрических параметров материалов и изделий электронной техники изучаются в зависимости от интегрального потока частиц или дозы облучения, а обратимые – в зависимости от плотности потока или мощности дозы.

6.1.2. Радиационная обстановка при ядерном взрыве

При ядерном взрыве поражающее действие радиации на радиоэлектронную аппаратуру определяется мгновенными нейтронами и мгновенными γ -квантами. Количество выделяющихся нейтронов и γ -квантов в результате цепной реакции деления пропорционально мощности взрыва (количеству актов деления тяжелых ядер делящегося вещества). На один акт деления приходится 2 – 3 нейтрона и 6 – 7 γ -квантов.

При ядерном взрыве с энергией 1000 т тротилового эквивалента происходит деление $1,45 \cdot 10^{23}$ ядер. Образующиеся при делении ядер нейтроны называются *мгновенными*. Кроме того, некоторая часть нейтронов испускается за счет фотоядерной реакции при воздействии γ -квантов на ядра ма-

териалов оболочки заряда, но их количество невелико (менее 1 %). Мгновенные нейтроны деления имеют широкий энергетический спектр, примерно от 0 до 14 МэВ со средним значением энергии около 2 МэВ.

Спектр нейтронов деления урана (U^{235}) приведен на рис. 6.1, где $N(E_n)$ означает число нейтронов с энергией E_n .

Такой же спектр нейтронов деления имеет плутоний (Pu^{235}). Основную часть спектра деления составляют быстрые нейтроны с энергией более 0,1 МэВ.

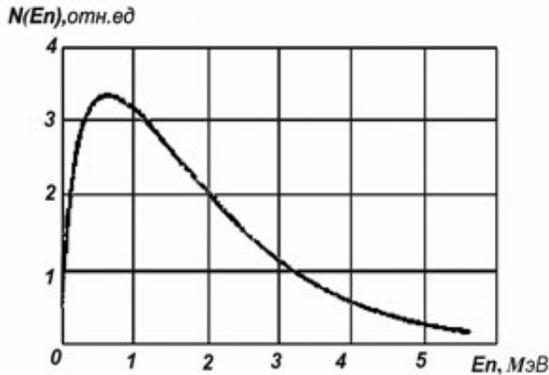


Рис. 6.1 Энергетический спектр нейтронов деления U^{235}

Время, которое требуется нейтронам для пролета некоторого расстояния, определяется их энергией и для различных расстояний от эпицентра взрыва приближенно (без учета влияния среды) может быть определено по формуле

$$t = AR \left(1,38 \cdot 10^4 \cdot E_n^{1/2} \right)^{-1}, \quad (6.1)$$

где E_n — энергия нейтрона, эВ; R — расстояние от эпицентра взрыва, м; t — время, с; A — константа.

Запаздывание нейтронного импульса относительно импульса γ -излучения характеризуется временным интервалом (Δt , с):

$$\Delta t = R \left(\frac{A}{1,38 \cdot 10^4 \sqrt{E_{n\max}}} - \frac{1}{c} \right), \quad (6.2)$$

где $E_{n\max}$ — максимальная энергия излучаемых нейтронов, эВ; c — скорость света, м/с.

Поток нейтронов на различных расстояниях от эпицентра взрыва (для атмосферы с $p_e/p_{e0} = 0,9$) можно приближенно определить по формуле

$$\Phi_n \approx \frac{7,5 \cdot 10^{22} q_T}{R^2} \exp(-R/190), \quad (6.3)$$

где Φ_n — интегральный поток, нейтр./м²; q_m — тротиловый эквивалент, кг.

При высотных взрывах потоки нейтронов можно рассчитать по формуле

$$\Phi_n \approx \frac{7,5 \cdot 10^{22} q_T}{R^2} \exp\left(-\frac{Rp_e}{170\rho_{e0}}\right), \quad (6.4)$$

где ρ_{e0} — плотность воздуха при температуре 0 °С и атмосферном давлении 10⁵ Па (760 мм рт. ст.); ρ_e — плотность воздуха на высоте взрыва, кг/м³.

Потоки нейтронов на различных расстояниях от эпицентра взрыва ядерного заряда 1 Мт в космосе показаны на рис. 6.2.

Основными источниками γ -излучения при ядерном взрыве являются:

- цепная реакция деления ядер делящегося вещества (мгновенное γ -излучение);
- неупругое рассеяние, а также захват нейтронов ядрами окружающей среды (в основном азотом воздуха – захватное γ -излучение);
- γ -излучение радиоактивных ядер осколков деления (осколочное γ -излучение).

Мгновенное γ -излучение представляет собой импульс длительностью порядка 0,1 мкс со средней энергией γ -квантов 1,1 МэВ.

Энергетическое распределение γ -излучения при делении ядер U^{235} приведено в табл. 6.1.

Мгновенное γ -излучение является основным фактором мощности дозы γ -излучения. Мощность дозы в импульсе мгновенного γ -излучения для различных расстояний при длительности импульса 0,1 мкс (без учета ослабления атмосферой) будет приблизительно равна

$$P_{\gamma} = 2,58 \cdot 10^{11} q_T / R^2, \quad (6.5)$$

где P_{γ} – мощность дозы в импульсе мгновенного γ -излучения, А/кг.

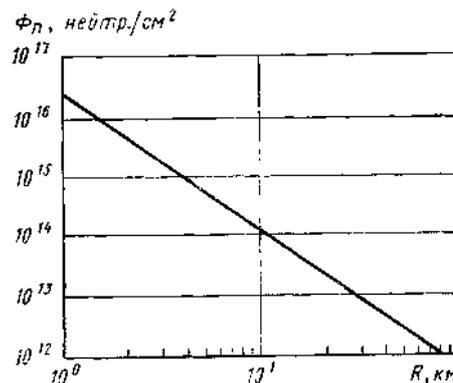


Рис. 6.2. Изменение потока нейтронов ядерного взрыва мощностью 1 Мт в зависимости от расстояния до центра взрыва

Таблица 6.1

Энергетическое распределение γ -излучения при делении ядер урана U^{235}

Диапазон энергии, МэВ	Число γ -квантов на акт деления в данном интервале энергии	Диапазон энергии, МэВ	Число γ -квантов на акт деления в данном интервале энергии
0,25 – 0,75	3,1	3,75 – 4,25	0,065
0,75 – 1,25	1,9	4,25 – 4,75	0,024
1,25 – 1,75	0,84	4,75 – 5,25	0,019
1,75 – 2,25	0,55	5,25 – 5,75	0,017
2,25 – 2,75	0,29	5,75 – 6,25	0,007
2,75 – 3,25	0,15	6,25 – 6,75	0,004
3,25 – 3,75	0,062		

Для взрыва атомного заряда в атмосфере (без учета влияния ударной волны) мощность экспозиционной дозы мгновенного γ -излучения будет определяться выражением

$$P_{\gamma} \approx \frac{2,58 \cdot 10^{11}}{R^2} q_T \exp\left(-\frac{R}{\lambda_{\text{эфф}}}\right), \quad (6.6)$$

где $\lambda_{\text{эфф}}$ – эффективная длина поглощения энергии γ -излучения, т.е. расстояние, на котором доза γ -излучения ослабляется в $e = 2,718$ раза.

При ядерном взрыве полная экспозиционная доза D_{γ} будет складываться из доз мгновенного $D_{\text{мгн}}$, захватного (D_3) и осколочного ($D_{\text{оск}}$) γ -излучения:

$$D_{\gamma} = D_{\text{мгн}} + D_3 + D_{\text{оск}}. \quad (6.7)$$

Экспозиционная доза мгновенного γ -излучения определяется из соотношения

$$D_{\text{мгн}} = P_{\gamma} t, \quad (6.8)$$

где P – мощность дозы мгновенного γ -излучения, находится из выражения (6.1) или (6.2); t – длительность импульса взрыва ($\approx 10^{-7}$ с).

Экспозиционную дозу осколочного γ -излучения с учетом ослабления атмосферой можно определить по формуле

$$D_{\text{оск}} = \frac{3,6 \cdot 10^5 q_{\gamma} (1 + 0,2 q_T^{0,65})}{R^2} \exp\left(-\frac{R \rho_{\epsilon}}{300 \rho_{\epsilon 0}}\right) \left[\frac{K_l}{K_z}\right]. \quad (6.9)$$

Для захватного γ -излучения экспозиционная доза может быть определена по формуле

$$D_3 = \frac{1,38 \cdot 10^5 q_T}{R^2} \exp\left(-\frac{R \rho_{\epsilon}}{410 \rho_{\epsilon}}\right) \left[\frac{K_l}{K_z}\right]. \quad (6.10)$$

Установлено, что в течение 1 мин после воздушного ядерного взрыва количество запаздывающих и захватных γ -квантов оказывается примерно в 100 раз больше, чем количество мгновенных γ -квантов. Таким образом, мощность дозы γ -излучения при ядерном взрыве будет определяться в основном мгновенным γ -излучением, а экспозиционной дозы – захватным и осколочным γ -излучением.

Результаты сравнительной оценки воздействия различных поражающих факторов ядерного взрыва на электронное оборудование показывают, что радиоэлектронная аппаратура и комплектующие элементы электронной техники могут подвергаться воздействию импульса радиации ядерного взрыва с характеристиками, значения которых приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Характеристики импульсов радиации

Характер радиационной обстановки	Вид излучения	Обозначение	Энергия (спектр), МэВ	Поток, част./см ²	Плотность потока, част./(см ² ·с)	Экспозиционная доза		Мощность экспозиционной дозы	
						P	2,58 Кл/кг	P/c	2,58 А/кг
Импульсное облучение	Нейтроны	n	0 – 14	$10^{11} - 10^{15}$	$10^{17} - 10^{21}$	–	–	–	–
	γ-кванты	γ	0,1 – 10	–	–	$10^1 - 10^4$	$10^{-5} - 10^2$	$10^2 - 10^{12}$	$10^{-2} - 10^8$
Излучение ядерных энергетических установок	Нейтроны	n	0 – 14	$10^{11} - 10^{15}$	$10^3 - 10^8$	–	–	–	–
	γ-кванты	γ	0,1 – 10	–	–	10^7	10^2	$10^{-6} - 10$	$10^{-10} - 10^{-3}$
Излучение естественных и искусственных радиационных поясов Земли	Протоны	p	0,001 – 700	–	до 10^6	10^{5*}	10^{3*}	0,01 – 0,1*	$\approx 10^{-4} - 10^{-3*}$
	Электроны	e	0,02 – 5	–	до 10^9	10^{6*}	$10^5 - 10^{6*}$	1 – 10*	$\approx 10^{-3} - 10^{-1*}$

* Экспозиционная доза и мощность экспозиционной дозы даны в Дж/кг (рад) и Вт/кг (рад/с) по поглощению в NaI за защитой 1 г/см².

6.1.3. Радиационная обстановка на объектах с ядерными энергетическими установками

За последние годы все более широкое использование находит радиоэлектронная аппаратура на объектах с энергетическими ядерными установками. Использование ядерных силовых установок в качестве двигателей дает существенный выигрыш в массе и экономии пространства, занимаемого топливом.

Перспективно использование ядерных энергетических установок в космической технике. Однако используемая на таких объектах радиоэлектронная аппаратура и ее комплектующие элементы могут подвергаться воздействию ионизирующих излучений. В качестве энергетических ядерных установок используются ядерные реакторы различной конструкции. По общепринятой классификации они подразделяются на три *класса*:

- реакторы на тепловых нейтронах, в которых практически все акты деления происходят на тепловых нейтронах (со средней энергией около 0,025 эВ);
- реакторы на промежуточных нейтронах, в которых деление ядерного горючего происходит на нейтронах с энергией от 100 эВ до 100 кэВ;
- реакторы на быстрых нейтронах, в которых подавляющая часть актов деления вызывается быстрыми нейтронами (с энергией выше 100 кэВ).

Эти классы реакторов отличаются друг от друга наличием или отсутствием материала замедлителя в активной зоне, а также материалами теплоносителя, используемыми для охлаждения активной зоны.

В реакторах *на тепловых нейтронах* есть замедлитель, в котором основная доля быстрых нейтронов, образующихся при делении, в результате упругого рассеяния замедляется до тепловой энергии.

В реакторах *на быстрых нейтронах* отсутствует замедлитель, а в качестве теплоносителя используются легкоплавкие смеси металлов или ртуть, чтобы энергетический спектр нейтронов существенно не ослаблялся.

Реакторы *на промежуточных нейтронах* занимают среднее положение между реакторами на тепловых и быстрых нейтронах. В качестве замедлителя и теплоносителя в этих реакторах используется органическая жидкость.

Все типы реакторов по своей конструкции подразделяются на гомогенные и гетерогенные. В гомогенных реакторах делящиеся материалы («горючее») равномерно распределены в активной зоне реактора в смеси (в растворе) с другими материалами, а в гетерогенных реакторах – неравномерно (ячейками).

Поток нейтронов для любого реактора в первом приближении пропорционален мощности реактора (количеству актов деления «горючего» в активной зоне в единицу времени). При этом существенное значение имеет также тип реактора и его размеры. Реакторы по их тепловой мощности подразделяют на мощные и маломощные.

Сводные данные о характеристиках нейтронов и γ -излучения мощных и маломощных реакторов различного назначения приведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Характеристики реакторов

Вид реактора	Тепловая мощность, МВт	Излучение в активной зоне		
		Плотность потока нейтронов, нейтр./ $(\text{см}^2 \cdot \text{с})$	Мощность экспозиционной дозы γ -излучения	
			Р/с	2,58 А/кг
Мощный	10 – 5000	$10^{12} - 10^{15}$	$10^4 - 10^7$	$1 - 10^3$
Маломощный	$10^{-6} - 10$	$10^6 - 10^{12}$	$10 - 10^4$	$10^{-3} - 1$

В зависимости от типа и конструкции реактора энергетические спектры нейтронов и γ -излучения могут иметь различные распределения, при этом самые жесткие спектры нейтронов будут у реакторов на быстрых нейтронах (близкие к спектру деления нейтронов), а энергетическое распределение γ -излучения, в зависимости от используемых материалов в активной зоне реактора, защиты и т.д., может быть в той или иной степени сдвинуто в жесткую часть спектра γ -излучения деления. Уровни потока нейтронов и экспозиционной дозы γ -квантов, воздействующие на радиоэлектронную аппаратуру и ее элементы на объектах с энергетическими ядерными установками, определяются, в основном, следующими факторами:

- месторасположением аппаратуры на объекте;
- степенью защищенности;
- продолжительностью работы реактора;
- тепловой мощностью.

В некоторых случаях при выключенном реакторе приходится учитывать γ -фон реактора.

Следует иметь в виду, что около активной зоны реактора могут использоваться только отдельные датчики (ионизационные камеры, термопары и др.) для контроля режима и управления реактором, а сама аппаратура располагается на некотором удалении от активной зоны. Грубая оценка

показывает, что при удалении на несколько метров от активной зоны реактора плотность потока нейтронов значительно уменьшается – от величины $10^{13} - 10^{15}$ нейтр./ $(\text{см}^2 \cdot \text{с})$ до величины порядка $10^6 - 10^7$ нейтр./ $(\text{см}^2 \cdot \text{с})$. Применение защиты существенно снижает уровни воздействующей радиации (биологическая защита снижает эти уровни до предельно допустимых для человека ≈ 20 нейтр./ $\text{см}^2 \cdot \text{с}$).

Ориентировочные оценки воздействующих потоков нейтронов и доз γ -квантов, которые могут иметь место около энергетических ядерных установок (при эксплуатации аппаратуры примерно один год), приведены далее в сводной табл. 6.4.

Таблица 6.4

Основные характеристики статических ядерных реакторов

Реактор	Мощность реактора, МВт	Максимальная плотность потока нейтронов, нейтр./ $(\text{см}^2 \cdot \text{с})$	Максимальная мощность дозы γ -излучения	
			10^3 Р/с	2,58 А/кг
ФНП (канал Д)	1	$2,7 \cdot 10^{12}$, тепловые $2,5 \cdot 10^{10}$, $E > 0,5$ МэВ $7,2 \cdot 10^3$, $E > 2,9$ МэВ $2,3 \cdot 10^3$, $E > 5,3$ МэВ $3,9 \cdot 10^8$, $E > 8,6$ МэВ	1,2	0,12
СП-5	2	$2,4 \cdot 10^{12}$, тепловые $5,4 \cdot 10^9$, $E > 1$ МэВ 10^8 , $E > 2,5$ МэВ	0,75	0,075
МТР	40	$2 \cdot 10^{14}$, тепловые $1,3 \cdot 10^{12}$, $E > 1$ МэВ	10^2	10
БЕПО	6	$1,5 \cdot 10^{12}$, тепловые	–	–
ДИДО	10	$8 \cdot 10^{13}$, тепловые	–	–

6.1.4. Радиационная обстановка на космических объектах

Источниками космических излучений в околоземном пространстве являются:

- потоки космических лучей, включающие в себя первичное космическое (галактическое) излучение и космическое излучение Солнца, возникающее при интенсивных хромосферных вспышках на Солнце;
- радиационные пояса Земли (естественные и искусственные), расположенные на расстояниях от нескольких сот до нескольких десятков тысяч километров от поверхности Земли.

Первичные галактические лучи, движущиеся в межзвездном пространстве, представляют собой ядра различных химических элементов. В настоящее время состав частиц галактического излучения хорошо изучен: основную часть излучения составляют протоны (около 85 %), около 15 % – ядра гелия (α -частицы) и совсем небольшое число ядер более тяжелых элементов. Частицы галактических лучей обладают очень высокой энергией – от $10^8 - 10^9$ эВ до $10^{19} - 10^{20}$ эВ.

Плотность потока этих лучей очень мала – $\approx 1 - 2$ част./($\text{см}^2 \cdot \text{с}$).

Доза облучения на объекте за год – не более $10^{-2} - 1$ Дж/кг (1 – 10 рад).

Солнечное космическое излучение наблюдается только в период солнечной активности (вспышки) и продолжается короткое время (до 4 суток). Оно состоит в основном из протонов (85 %) и небольшого количества α -частиц и ядер легких элементов и имеет энергию до 10^8 эВ. Плотность потока протонов для больших вспышек равна примерно 10^6 пр./($\text{см}^2 \cdot \text{с}$). За время солнечной вспышки, длительность которой составляет одни сутки, поток протонов составляет:

- 10^{10} пр./ см^2 для частиц с энергией более 30 МэВ;
- 10^{11} пр./ см^2 для частиц с энергией более 5 МэВ.

Максимально возможные годовые дозы для протонов солнечных космических излучений могут составлять величину порядка:

- $10 - 10^2$ Дж/кг ($10^3 - 10^4$ рад) на поверхности объекта;
- $1 - 10$ Дж/кг ($10^2 - 10^3$ рад) за слоем защиты 1 г/см^2 .

Радиационные пояса Земли делятся на естественные и искусственные.

Искусственные радиационные пояса образуются в результате ядерных взрывов в верхних слоях атмосферы и имеют определенный период существования.

Естественные радиационные пояса Земли, в свою очередь, делятся на внутренний и внешний. Внутренний радиационный пояс состоит главным образом из протонов с энергией примерно 1 – 700 МэВ. Расположен этот пояс на высоте 600 – 1500 км от поверхности Земли.

Внешний радиационный пояс состоит из электронов с энергией примерно 0,1 – 5 МэВ, при этом большая часть электронов имеет энергию порядка сотен килоэлектрон-вольт.

Состав, плотности потоков и энергетические спектры частиц в естественных радиационных поясах Земли зависят от временных вариаций, связанных в основном с процессами, происходящими на Солнце. Внутренний радиационный пояс мало подвержен временным изменениям, а внешний, наоборот, очень сильно.

При определении уровня воздействия космических ионизирующих излучений на радиоэлектронную аппаратуру и изделия электронной техники необходимо также учитывать степень их защищенности (обшивка аппарата, наличие экранов и т.д.). Защита может служить не только для ослабления потоков частиц, но и являться генератором вторичных излучений, особенно при воздействии протонов с высокой энергией (более 50 МэВ).

В табл. 6.5 приведены ориентировочные данные максимально возможных годовых экспозиционных доз ионизирующих излучений (по поглощению в NaJ) внутреннего и внешнего радиационных поясов Земли.

Таблица 6.5

Дозы ионизирующих излучений внутреннего и внешнего радиационных поясов Земли

Радиационный пояс	Тип излучения	Энергия частиц, МэВ	Годовая экспозиционная доза излучения			
			поверхностный слой		слой в 1 г/см ²	
			рад/год	Дж/(кг·год)	рад/год	Дж/(кг·год)
Внутренний радиационный пояс	Протоны	0,001 – 700	$\approx 10^{10}$	10^8	10^5	10^3
	Электроны	< 0,02 – 1	$\approx 10^{12}$	10^{10}	0	0
	Тормозное излучение	< 0,02 – 1	$\approx 10^5$	10^3	$10^5 - 10^6$	$10^3 - 10^4$
Внешний радиационный пояс	Электроны Тормозное излучение	0,02 – 5	$10^{11} - 10^{12}$	$10^9 - 10^{11}$	10^3	10
		0,02 – 5	$10^5 - 10^7$	$10^3 - 10^5$	$10^4 - 10^6$	$10^2 - 10^4$

Из табл. 6.5 видно, что электроны естественных радиационных поясов Земли будут вносить незначительный вклад в общую экспозиционную дозу за защитой в 1 г/см².

Искусственный радиационный пояс в основном состоит из электронов, источником которых является β -распад осколков деления ядер, при этом каждый осколок деления в течение нескольких секунд испускает примерно 1 электрон, а в течение нескольких сотен секунд – 3 электрона.

В зависимости от места, характера и мощности взрыва искусственные радиационные пояса будут иметь различное пространственное расположение, интенсивность и время существования.

Таким образом, радиационная обстановка на борту околоземных космических объектов будет определяться в основном протонами внутреннего радиационного пояса и электронами искусственного радиационного пояса Земли.

6.1.5. Источники радиации, применяемые при экспериментальных исследованиях

Для исследований радиационной стойкости изделий и схем радиоэлектронной аппаратуры в качестве источников нейтронного, электронного, протонного и γ -излучений широкое применение получили:

- различные исследовательские ядерные реакторы импульсного и непрерывного действия;
- импульсные рентгеновские установки;
- ускорители электронов и протонов;
- γ -установки непрерывного действия.

Источники нейтронов

Нейтроны образуются только в результате ядерных реакций. Первыми источниками нейтронов являлись радиево-бериллиевые источники, в которых образование нейтронов происходило в результате ядерной реакции взаимодействия ядер бериллия с частицами радия с образованием ядер углерода и нейтронов.

В качестве источников нейтронов можно использовать еще ядерные реакции, возникающие при бомбардировке некоторых материалов (дейтерий, бериллий, литий) заряженными частицами (дейтонами, α -частицами и др.) на ускорителях заряженных частиц.

Наиболее мощными источниками нейтронов являются исследовательские ядерные реакторы на тепловых, промежуточных и быстрых нейтронах.

По принципу работы все реакторы делятся на импульсные (развивающие большую мощность при очень коротком времени функционирования) и статические (длительного действия).

Для испытаний и исследований материалов и изделий электронной техники на воздействие импульсной радиации ядерного взрыва и непрерывного воздействия радиации ядерных энергетических установок широко используются исследовательские ядерные реакторы как импульсного, так и статического действия, импульсные сильноточные электронные ускорители – генераторы коротких импульсов жесткого рентгеновского излучения высокой интенсивности.

Особенностью испытаний и исследований материалов и изделий электронной техники на воздействие ионизирующих излучений является необходимость применения дистанционной измерительной аппаратуры для измерения временных и остаточных изменений их электрофизических параметров как при импульсном, так и непрерывном воздействии радиа-

ции. В каналах ядерных реакторов на изделия и материалы кроме ионизирующих излучений одновременно могут воздействовать температура, влажность, ионизованная окружающая среда. Чтобы исключить влияние этих побочных факторов, применяют различные контейнеры (пеналы), охлаждение изделий с помощью обдува, заливку открытых контактов изделий и т.д. Поэтому экспериментальные каналы реакторов, предназначенные для проведения испытаний и исследований материалов и изделий электронной техники на воздействие радиации, должны обеспечивать:

- дистанционные измерения параметров изделий в канале работающего реактора, а также возможность помещения измерительной аппаратуры на входе канала, быструю смену аппаратуры и ее регулировку;
- быстрое помещение контейнеров с объектом облучения и измерительными линиями внутрь канала и перемещение их в канале с помощью дистанционных ручных или автоматизированных механических приспособлений, а также возможность быстрой смены контейнеров;
- охлаждение объекта облучения в канале реактора и проведение низкотемпературных исследований;
- установку сменных фильтров и коллиматоров в канале (для уменьшения γ -фона и фильтрации тепловых нейтронов).

Ускорители заряженных частиц

Ускорители – это устройства, в которых используется эффект ускорения заряженных частиц под действием электрического поля; при этом энергию в 1 эВ приобретает частица с единичным электрическим зарядом (электрон, протон) при прохождении участка поля с разностью потенциалов $U = 1$ В. Кинетическая энергия, сообщаемая заряженной частице электрическим полем с разностью потенциалов U , равна:

$$E = eU, \quad (6.11)$$

где E и e – энергия и заряд частицы соответственно.

Основными характеристиками ускорителя являются энергия ускоренных частиц и ток пучка частиц. Например, при токе 1 мА для однозарядных частиц поток частиц за 1 с составит величину $6,24 \cdot 10^{15}$ част./с.

Первыми наиболее простыми типами ускорителей заряженных частиц были электростатические генераторы, основанные на использовании метода прямого ускорения заряженных частиц в электрическом поле. Недостатком электростатических ускорителей является трудность получения заряженных частиц с высокими энергиями (выше нескольких МэВ). Дальнейшее развитие и совершенствование техники ускорения заряженных частиц шло по пути использования метода их ускорения с помощью высокочастотного электрического поля.

По общепринятой классификации все типы ускорителей в зависимости от способа ускорения подразделяются на два класса:

- ускорители, основанные на прямом ускорении заряженных частиц с помощью постоянного электрического поля;
- ускорители, основанные на ускорении заряженных частиц с помощью высокочастотного электрического поля (они, в свою очередь, подразделяются на линейные и циклические).

Кроме того, ускорители подразделяются по виду орбиты частиц, ускоряющему электрическому полю, приложенному магнитному полю (для циклических ускорителей).

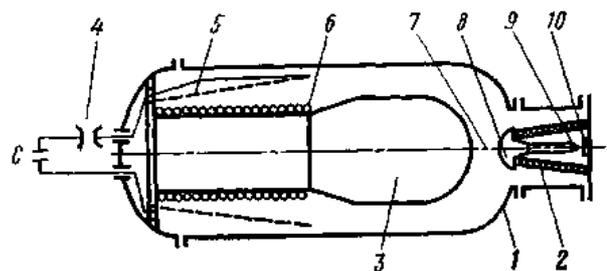
Генераторы коротких импульсов жесткого рентгеновского излучения высокой интенсивности. В настоящее время для различных исследований радиационных эффектов в материалах и изделиях электронной техники при импульсном воздействии радиации широко используются мощные генераторы коротких импульсов рентгеновского излучения, основой которых являются сильноточные импульсные электронные ускорители. Такие генераторы при диапазоне рабочих напряжений $(2 - 18) \cdot 10^6$ В и импульсных токах через рентгеновские трубки порядка $10^4 - 10^6$ А дают возможность получать импульсы рентгеновского излучения продолжительностью $5 \cdot 10^{-7} - 2 \cdot 10^{-8}$ с при мощности дозы вблизи выходного окна рентгеновской трубки до 10^8 А/кг (10^{12} Р/с).

Радион – единица измерения количества энергии при излучении. Один радион определяется поглощением 100 эрг энергии 1 г материала.

Мощные импульсные генераторы рентгеновского излучения включают в себя источник высокого напряжения и импульсную рентгеновскую трубку. Для получения прямоугольных импульсов напряжения применяются формирующие линии в виде высоковольтной коаксиальной линии либо металлического цилиндра (кондуктора).

На рис. 6.3 приведено условное изображение генератора коротких импульсов жесткого рентгеновского излучения, в котором в качестве источника высокого напряжения используется трансформатор Тесла.

Рис. 6.3. Схематический разрез генератора: 1 – бак; 2 – импульсная рентгеновская трубка; 3 – кондуктор; 4 – разрядник; 5 – первичная обмотка трансформатора; 6 – вторичная обмотка трансформатора; 7 – спусковой промежуток; 8 – электрод трубки; 9 – автокатод; 10 – анод



Такой генератор включает в себя импульсную рентгеновскую трубку, формирующую линию (кондуктор) и резонансный импульсный трансформатор, помещенные в стальной бак диаметром 1,8 м и длиной 5 м. Вне корпуса установки размещены конденсаторная батарея *C* и управляемый воздушный разрядник (тригatron), через который батарея разряжается на первичную обмотку резонансного импульсного трансформатора.

Генерирование импульса рентгеновского излучения происходит при разрядении кондуктора через газоразрядный (спусковой) промежуток на импульсную рентгеновскую трубку с автокатодом при подаче на ее запускаящий электрод (катод) электрического импульса в момент, когда напряжение на кондукторе достигает установленного максимального значения.

Объекты облучения помещаются перед выходным окном рентгеновской трубки. Параметры материалов и реакция изделий электронной техники (фототоки) на воздействие импульса радиации измеряются дистанционно с помощью измерительных коммуникаций. Управляют установкой также дистанционно и синхронизированно с запуском измерительных приборов (осциллографов). Для дозиметрии импульсов рентгеновского излучения при работе на этих установках обычно используются ионизационные камеры.

Гамма-установка

В качестве источников γ -излучения в настоящее время могут применяться радиоактивные изотопы химических элементов (либо их смесь), излучающие моноэнергетические группы γ -квантов, и ускорители электронов, излучающие тормозное γ -излучение с непрерывным спектром при торможении электронов в поле ядер мишени.

Широкое применение для различных исследований радиационных эффектов в материалах и изделиях электронной техники получили изотопные источники γ -излучения, у которых в качестве излучателей используются радиоактивные изотопы Co^{60} с периодом полураспада 5,3 года.

Гамма-кванты Co^{60} состоят из двух моноэнергетических групп с энергиями 1,173 и 1,332 МэВ, но поскольку их выход одинаков и энергии достаточно близки, обычно считают, что энергия γ -излучения Co^{60} составляет 1,25 МэВ (т.е. среднее значение этих величин). Получают изотопы Co^{60} при облучении металлического Co^{59} в реакторе по реакции (n, γ) .

Кобальтовые установки в зависимости от назначения и решаемых задач имеют различную конструкцию. Отличием кобальтовых установок, предназначенных для исследования радиационных эффектов в материалах и изделиях электронной техники, а также радиационно-химических иссле-

дований, является наличие измерительных коммуникаций, позволяющих производить различного рода измерения в облучаемом объеме и проводить облучение в различном температурном режиме.

Основными требованиями к исследовательским γ -установкам являются:

- максимально возможная мощность дозы излучения – порядка 0,1 А/кг (500 Р/с);
- равномерно облучаемый рабочий объем – порядка 1 – 2 л;
- степень неравномерности дозного поля в рабочем объеме не должна превышать 10 – 30 %;
- возможность проведения дистанционных измерений электрических параметров при облучении.

Характер изменения мощности дозы γ -излучения внутри и снаружи цилиндрического испытательного объема установки по среднему сечению (с внутренним диаметром 160 мм и высотой 156 мм, активностью 10000 г.-экв. радия) приведен на рис. 6.4.

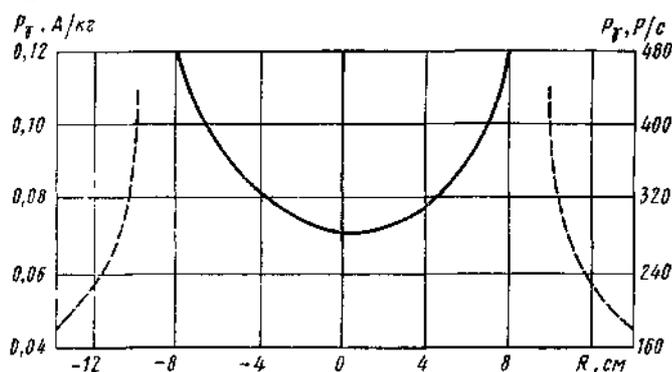


Рис. 6.4. Значение мощности дозы γ -излучения внутри (—) и снаружи (---) цилиндрического облучателя установки с активностью $3,7 \cdot 10^{14}$ расп./с (10000 г.-экв. радия) по среднему сечению цилиндра

Наиболее удачными конструкциями исследовательских γ -установок являются установки типа К. Установки такого типа с высокой активностью облучателя размещаются в бетонных защитных кабинах. При активности облучателя $7,4 \cdot 10^{14}$ расп./с (20000 г.-экв. радия) толщина бетонных стен кабины достигает 1,5 – 2 м. Вход в кабину для установки образцов на облучение осуществляется через лабиринт.

Благодаря большому объему камеры в ней размещают подъемный механизм и вспомогательные устройства для обслуживания камеры облучения. В качестве контейнера для кобальтовых излучателей используют бетонное хранилище, из которого источники подаются в камеру для облучения по изогнутым трубкам с помощью гибких шлангов.

Объекты облучения помещаются внутрь объема облучателя, после чего с помощью подъемных механизмов источники подаются в камеру для облучения. Управляют установкой дистанционно. Наряду с центральной зоной облучения в установке можно использовать и γ -излучение от облучателя с внешней стороны.

6.2. Действие радиации на конструкционные материалы

6.2.1. Краткая характеристика основных типов радиационных дефектов в твердых телах

Всем кристаллическим структурам присуще наличие определенного количества дефектов разного происхождения. Кратко охарактеризуем лишь те из них, которые возникают под действием высокоэнергетических ядерных излучений и являются стабильными по времени в рабочем диапазоне температур изделий электронной техники.

Простые (точечные) дефекты, или пары Френкеля, могут существовать в термодинамическом равновесном состоянии в кристаллах при $T > 0$. При этом число **вакансий** в единице объема кристалла определяется соотношением

$$N_v = n_0 \exp(-f_v/kT), \quad (6.12)$$

где n_0 – число атомов в единице объема кристалла; f_v – свободная энергия образования изолированной вакансии; k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T – температура, К.

Число **междуузельных атомов** определяется соотношением

$$N_i = qn_0 \exp(-f_i/kT), \quad (6.13)$$

где q – число позиций внедрения, приходящихся на один нормальный узел; f_i – свободная энергия образования одного атома внедрения.

Простые дефекты могут образовывать комплексы, количество которых в единице объема кристалла можно определить по формуле

$$N_n = p_n n_0 \left[\frac{N_v}{n_0} \exp\left(-\frac{f_i - f_n/n}{kT}\right) \right]^n, \quad (6.14)$$

где p_n – число различных ориентаций комплекса; N_v – наиболее вероятное число вакансий, соответствующее данным термодинамическим условиям; f_n – энергия образования комплекса с n ориентациями.

Вероятность образования комплексов высших порядков ($n \gg 1$) в равновесном состоянии очень мала.

Фундаментальные параметры реальных кристаллов (электро- и теплопроводность, механические, оптические и магнитные свойства, коэффициенты диффузии и др.) связаны с точечными дефектами. Следовательно, эти дефекты (и их вторичные образования) будут определять комплекс электрических параметров тех элементов электронной техники, основой которых является кристаллическая структура.

В результате воздействия ядерных излучений во всех твердых телах независимо от типа структуры могут происходить смещения атомов с образованием вакантных узлов и внедренных атомов. По мере накопления этих дефектов, когда их количество становится сравнимым с исходным количеством, присущим этому материалу или изделию, электрофизические свойства начинают существенно изменяться.

Теоретические представления о процессе возникновения радиационных дефектов (при подсчете полного числа смещений) основаны на упрощенных представлениях (модель взаимодействия твердых шаров) и, как правило, не учитывают влияния неупругих процессов.

Основным исходным положением теории радиационных нарушений в твердом теле является предположение об образовании первичных дефектов типа пары Френкеля (вакансия и междоузельный атом) в кристаллической решетке в результате упругого столкновения движущейся частицы с ядром атома или с атомом вещества. Считается, что атом всегда смещается, приобретая энергию E_a , которая больше некоторой «пороговой энергии» E_d ($E_a > E_d$).

В предположении, что процесс носит динамический (ударный) характер, энергия E_d должна примерно в 2 раза превышать энергию адиабатического перемещения атома из нормального положения в междоузлие, т.е. в твердых телах с сильными связями $E_a \approx 25$ эВ. Полное количество смещений при $E_a > E_d$ всегда превышает число актов взаимодействия вследствие развития каскадных процессов. В начальный момент, когда смещенный атом вещества имеет энергию E_a , превышающую порог ионизации E_i ($E_a > E_i$), преобладают неупругие столкновения. По мере торможения атома вероятность упругих столкновений возрастает. При $E_a > E_i$ потеря энергии движущимся атомом на образование дефектов смещения незначительна.

Для диэлектрика

$$E_i = M_i \epsilon_i / 8m, \quad (6.15)$$

где E_i – пороговая энергия ионизации; M_i – масса движущегося атома; m – масса электрона; ϵ_i – минимальная энергия возбуждения электронов, совпадающая с шириной запрещенной зоны диэлектрика.

Для металлов

$$E_i = M_i E_F / 16m, \quad (6.16)$$

где E_F – энергия Ферми, для большинства металлов равная 2 – 12 эВ.

В этой модели, как и в других подобных моделях, столкновения считаются парными; атомы не преодолеют потенциальный барьер, пока их энергия не станет больше $2E_d$, первично смещенный атом теряет энергию только на ионизацию, если $E_a > E_i$.

В моделях других авторов предполагается, что первично смещенный атом теряет часть кинетической энергии E_a до того, как получит возможность смещать другие атомы. При этом считается, что налетающий атом не может остаться в узле вместо смещенного.

Ввиду принятых приближений и упрощений результат расчета количества смещенных атомов на основе приведенных каскадных моделей может в 2 – 3 раза отличаться от их истинного числа.

Имеется теория каскадного процесса образования дефектов в твердом теле, которая наряду со смещениями атомов в междоузлия учитывает их переход в новые узлы решетки за счет обмена движущихся атомов с атомами решетки. Механизм этого процесса может существовать только в многоатомных веществах, где имеется резкое разграничение областей ионизационных потерь и упругих столкновений и применимы законы упругого столкновения твердых шаров.

Как и в рассматриваемых каскадных моделях, увеличение числа дефектов возможно лишь в случае, когда налетающий и выбитый атомы после столкновения имеют энергию выше E_d , однако число перемещений атомов в решетке при возрастании соотношения E_d/E_r будет увеличиваться (E_r – пороговая энергия замещения).

В последнее время получила признание модель фокусирующих соударений, согласно которой процессы упругого смещения атомов определяются структурными особенностями твердого тела. Предполагается, что в кристалле в направлениях с плотной упаковкой атомов имеются условия для облегченного перемещения смещенных атомов и при облучении кристалла в этих направлениях образуются области уплотнения, а вдоль трека – область разрыхления. Эта модель подтверждается экспериментом по облучению пластинок золота протонами.

При воздействии на вещество ионизирующего излучения в результате многократной ионизации отдельные отрицательно заряженные ионы (анионы) будут лишаться двух или более электронов и на некоторое время приобретут положительный заряд (механизм Варли). Образовавшийся при

этом положительный ион оказывается в очень неустойчивом состоянии в окружении остальных положительных ионов и может быть смещен в междоузлие. Многократная ионизация может происходить вследствие прямого взаимодействия излучения с несколькими внешними электронами или посредством каскадного эффекта Оже.

Основными условиями для реализации механизма Варли являются:

- ионный характер кристаллической решетки;
- большая величина времени жизни многократно ионизованного состояния атома по сравнению с периодом колебания решетки;
- достаточно большое поперечное сечение многократной ионизации;
- достаточная устойчивость атома по отношению к немедленному возврату в свой прежний узел.

Известен также механизм, с помощью которого можно объяснить фотодиссоциацию ионных кристаллов. Согласно этому механизму освобождающиеся при облучении электроны при перемещении по кристаллу захватываются уровнями прилипания. Захваченные электроны притягивают к себе подвижные катионы, и таким образом происходит деструкция кристаллической решетки.

Помимо рассмотренных каскадных механизмов образования смещенных атомов, когда происходит передача энергии отдельным атомам, имеются модели образования дефектов, основанные на механизмах передачи энергии частиц большому количеству атомов, – так называемые тепловые клинья, пики смещения, области разупорядочения. Образование *тепловых клиньев* объясняется процессом возбуждения колебаний атомов решетки в направлении плотной упаковки при получении ими значительной энергии в момент взаимодействия. Это возбуждение будет передаваться соседним атомам и может рассматриваться как быстрый нагрев до высокой температуры ограниченной области твердого тела. Если же возбуждение так велико, что многие атомы в клине смещаются из своих узлов и перемещаются в этой области, нарушение называется пиком смещения.

Важное физическое следствие модели *пиков смещения* состоит в том, что высокая степень перемешивания атомов в таких пиках может усиливать атомную диффузию в веществе.

В реальных условиях во всех монокристаллах наряду с дефектами типа пар Френкеля существуют различного типа *дислокации*, плотность которых может достигать 10^8 см^{-2} .

Вопрос о возникновении дислокаций в процессе облучения в настоящее время остается открытым, так как существующие точки зрения резко противоречивы.

Наличие химических примесей в кристаллах может привести к возможности взаимодействия с ними простых радиационных дефектов и образования чрезвычайно стабильных при комнатных температурах комплексных дефектов. Существует тенденция взаимодействия вакансий и междоузельных атомов с химическими примесями (остаточными и основными легирующими).

При облучении в образцах кремния, содержащих кислород в концентрациях $\sim 10^{18}$ атомов/см³ (полученных по методу Чохральского), образуются стабильные во времени комплексы кислород – вакансия (А-центры). В образцах кремния, содержащих достаточно большое количество донорской примеси (фосфора, сурьмы и др.), при облучении образуются центры донор – вакансия (Е-центры).

Вывод: абсолютное большинство радиационных дефектов, устойчивых при $T = 300$ К, в германии и кремнии, арсениде галлия и других материалах являются результатом взаимодействия составляющих компонентов пар Френкеля между собой и с атомами химических примесей, имеющихся в кристалле до его облучения.

Различные виды излучений (нейтроны, протоны, электроны, γ -кванты и др.) образуют дефекты, отличающиеся своей структурой, скоростью образования, свойствами и распределением по объему облучаемого материала. При этом энергетические уровни, создаваемые этими дефектами, характеризуются различными сечениями рекомбинации и захвата свободных носителей тока.

6.2.2. Взаимодействие излучений с веществом

Нейтроны. Быстрые нейтроны при взаимодействии с веществом образуют структурные радиационные дефекты в основном в результате упругого взаимодействия с ядрами атомов вещества. Хотя нейтрон обладает магнитным моментом и его взаимодействие с электронами не исключено, сечение такого взаимодействия мало и оно практически не влияет на поведение нейтрона внутри вещества по сравнению с упругим взаимодействием с ядром. При таком взаимодействии быстрый нейтрон передает ядру атома часть своей кинетической энергии, зависящей от угла упругого соударения, в результате чего ядро увлекает с собой электронную оболочку атома.

Быстрое смещение атома в процессе отдачи может привести к его ионизации, если скорость атома будет больше скорости орбитальных электронов. Энергия, передаваемая быстрыми нейтронами ядрам атомов ми-

шени при упругом взаимодействии, имеет значение от 0 до $E_{\text{макс}}$. Из законов сохранения энергии и момента количества движения (в модели твердых шаров) следует:

$$E_a = \frac{2M_1M_2}{(M_1 + M_2)^2} E_n \sin^2 \frac{\theta}{2}. \quad (6.17)$$

При угле $\theta = 180^\circ$ (лобовое столкновение)

$$E_{a \text{ макс}} = \frac{4M_1M_2}{(M_1 + M_2)^2} E_n, \quad (6.18)$$

где M_1 и M_2 – масса нейтрона и атома; E_n – энергия нейтрона.

Так, при $E_n = 2$ МэВ и $M_2 = 28$ (атом Si) $E_{a \text{ макс}} = 270$ кэВ, что приводит к развитию сильных каскадных процессов.

Тепловые нейтроны, имеющиеся в спектре реакторного излучения, вызывая ядерные превращения, могут привести к своеобразному трансмутационному легированию некоторых материалов (например, полупроводниковых). Это может вызвать значительные изменения электрофизических свойств материалов. Помимо этого, в реакциях захвата – (n, γ) , (n, α) и др., имеющих место при облучении тепловыми нейтронами, также могут возникать ядра отдачи с энергией, превышающей Ed . Однако вклад смещений от этого процесса мал по сравнению с упругим рассеянием быстрых нейтронов. Основными типами дефектов (первичных и вторичных структурных) в материалах при облучении быстрыми нейтронами являются:

- пары Френкеля с широким набором расстояний, разделяющих вакансию и междоузельный атом;
- области разупорядочения, размер которых может достигать 30 – 50 нм и более;
- сложные дефекты, являющиеся следствием взаимодействия вакансий и междоузельных атомов между собой и с атомами исходных химических примесей (ярким примером могут служить вакансии в различных зарядовых состояниях, А- и Е-центры в облученном кремнии и ряд центров в германии и арсениде галлия);
- тепловые клинья и пики смещения, проявляющиеся при больших интегральных потоках быстрых нейтронов;
- дислокации, если их исходная плотность в кристалле $\geq 10^2 \text{ см}^{-2}$.

Из-за высокой проникающей способности быстрых нейтронов в веществах со средним атомным весом распределение указанных дефектов по

объему кристалла является равномерным. Кроме того, при облучении тепловыми нейтронами в материалах могут возникать химические примеси вследствие ядерных превращений.

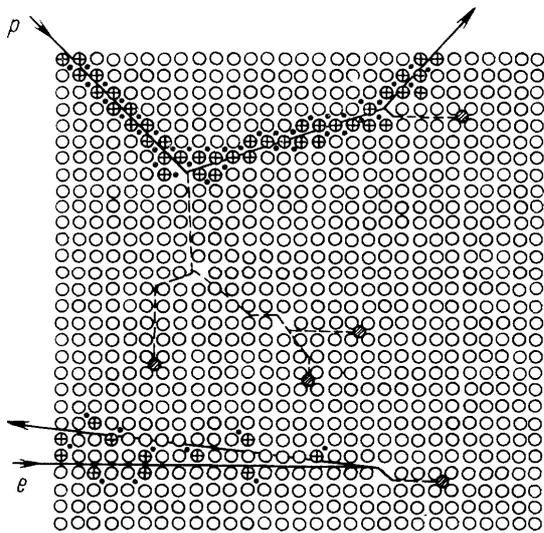


Рис. 6.5. Схематическое изображение взаимодействия частиц излучения с атомами облучаемого вещества

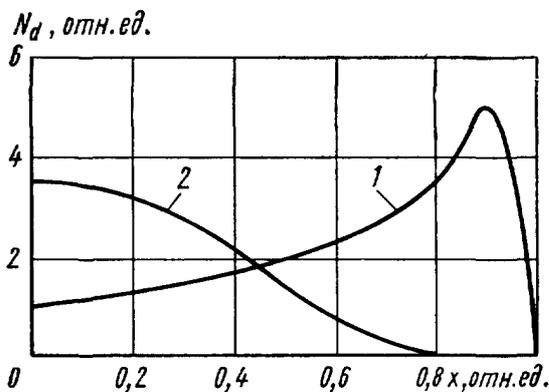


Рис. 6.6. Распределение числа смещений по глубине пробега частицы в кремнии, облучаемом протонами (1) и электронами (2)

облучении веществ протонами в широком диапазоне энергий являются:

- простые дефекты типа пар Френкеля;
- области разупорядочения;
- сложные дефекты типа комплексов «простой дефект + химическая примесь», дивакансии и др.

Протоны. При взаимодействии с веществом протоны теряют свою кинетическую энергию за счет упругого рассеяния на атомах и ядрах вещества и неупругого взаимодействия с ядрами и электронными оболочками атомов (рис. 6.5).

При упругом взаимодействии атомы облучаемого вещества увеличивают свою кинетическую энергию при достаточно большой полученной энергии ($E \geq 2E_d$) и становятся источником вторичных дефектов смещения и ионизации в веществе. При неупругом рассеянии протонов протекают ядерные реакции, в результате которых образуются «звезды» из нейтральных и заряженных частиц, а также возникают электромагнитные излучения. Механизм взаимодействия вторичных частиц с веществом аналогичен механизму рассеяния первичных частиц.

Расчет числа дефектов, возникающих при облучении вещества протонами, можно производить так же, как и для быстрых нейтронов, применяя понятие средней эффективной энергии в данном диапазоне протонов (E_1 либо E_2).

Основными типами первичных и вторичных структурных дефектов при

В табл. 6.6 приведено число первично смещенных атомов в 1 см^3 вещества в зависимости от вида и энергии излучения (в расчете на одну быструю частицу).

Таблица 6.6

Число первично смещенных атомов в 1 см^3 вещества в зависимости от вида и энергии излучения (в расчете на одну быструю частицу)

Материал	Нейтроны $E_n = 2 \text{ МэВ}$	Протоны		Электроны $E_e = 2 \text{ МэВ}$
		$E_p = 2 \text{ МэВ}$	$E_p = 5 \text{ МэВ}$	
Кремний $E_d = 12,9 \text{ эВ}$	42	341	148	2,8
Германий $E_d = 14,5 \text{ эВ}$	62	482	213	1,2

Следует отметить, что равномерное распределение дефектов в материале будет иметь место только в случае, когда величина пробега протонов много больше размеров облучаемого материала. Если пробег протона меньше толщины образца, то наблюдается скопление дефектов в конце пробега.

Электроны. При взаимодействии с веществом энергия электронов расходуется главным образом на неупругое рассеяние на атомах, что вызывает их ионизацию. Наряду с этим определяющим процессом имеется некоторая возможность упругого рассеяния, связанного с кулоновским взаимодействием электрона с ядром атома. Этот процесс может приводить к смещению атомов в междоузлия.

Максимальная энергия, которая может быть передана ядру электроном с массой m и кинетической энергией E_e при лобовом столкновении (угол $\theta = 180^\circ$), составляет величину

$$E_{a \text{ макс}} = \frac{2(E_p + 2mc^2)}{M_2c^2} E_e, \quad (6.19)$$

где M_2 – масса атома вещества; c – скорость света.

Как и для протонов, при упругом взаимодействии электрона с атомом вещества наиболее вероятна передача малых количеств энергии. Средняя энергия, передаваемая в резерфордских столкновениях, приводящих к смещению атома, будет определяться выражением (6.19).

Если $E_a > 2E_d$, возникают вторичные дефекты смещения. Среднее число этих дефектов, приходящихся на каждый первично смещенный атом,

$$\nu = E_a / 2E_d. \quad (6.20)$$

Электронное облучение создает в основном в качестве первичных дефектов простые дефекты с равномерным распределением их по объему облучаемого материала. Распределение их по толщине облучаемого образца может оказаться сильно неравномерным при торможении электронов в мишени. При электронном облучении может происходить образование сложных дефектов типа комплексов «простой дефект + химическая примесь», дивакансий и др. При больших интенсивностях электронного излучения наблюдается сильная ионизация в веществах с малой плотностью свободных электронов.

Гамма-кванты. При прохождении γ -квантов через вещество наряду с определяющим процессом ионизации материала может происходить смещение атомов при упругих столкновениях комптоновских электронов с атомами вещества. Взаимодействие γ -квантов с веществом в интервале энергий $E_\gamma = 0 - 10$ МэВ осуществляется за счет трех механизмов: фотоэффекта, эффекта Комптона и эффекта образования пар.

Первый эффект преобладает при низких, второй – при промежуточных и третий – при очень высоких значениях энергии γ -квантов. В результате всех трех процессов возникают электроны с энергиями, сравнимыми с энергиями воздействующих γ -квантов. Поэтому γ -облучение приводит к внутренней бомбардировке вещества быстрыми электронами. Энергия комптоновских электронов зависит от энергии падающего γ -кванта и атомного веса мишени.

На рис. 6.7 приведена диаграмма, характеризующая области энергии, где преобладает каждый из указанных эффектов.

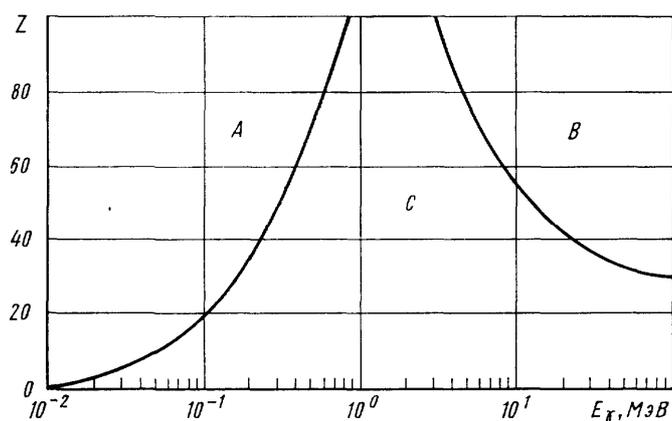


Рис. 6.7. Диаграмма, показывающая области энергии, в которых преобладают различные основные процессы при взаимодействии γ -лучей с веществом: *A* – фотоэлектрический эффект; *B* – образование пар; *C* – эффект Комптона

Как видно, для большинства материалов электронной техники (с атомным весом $A = 30 - 50$) и значений энергий, характерных для γ -излучения атомного реактора, ядерного взрыва и различных изотопных источников ($E_\gamma = 0,1 - 10$ МэВ), преобладающим является эффект Комптона. Таким образом, действие γ -излучения на вещество может приводить к смещению атомов в результате внутреннего облучения комптоновскими электронами. Электроны образуются при взаимодействии γ -квантов с атомами и тормозятся в веществе, причем считается, что размеры облучаемого образца велики по сравнению со средним пробегом электрона и имеют величину порядка 1 мм.

Следовательно, при γ -облучении основными типами первичных и вторичных дефектов будут:

- пары Френкеля, однородно распределенные (в отличие от электронного облучения) по объему образца;
- сложные дефекты типа комплексов «простой дефект + химическая примесь».

При больших значениях мощности дозы γ -излучения происходит сильная ионизация вещества и окружающей его газовой среды, что может вызвать значительное изменение электрофизических свойств облучаемого образца. В материалах со сложной химической структурой (особенно органических), стеклах разных марок, керамических и других диэлектрических материалах электронной техники существенную роль в образовании необратимых повреждений, помимо непосредственных смещений атомов, играют ионизационные эффекты, на которые в основном расходуется вся энергия γ -излучения, заряженных частиц и нейтронов. Стабильные структурные изменения, возникающие в этих материалах, будут определяться поглощенной дозой независимо от вида излучения.

6.2.3. Влияние радиации на электрофизические свойства полупроводниковых материалов

В силу особенностей энергетической зонной структуры полупроводниковых кристаллов их электрофизические свойства особенно сильно изменяются при воздействии излучений.

Основными электрофизическими характеристиками полупроводниковых материалов, определяющими электрические параметры полупроводниковых приборов, являются концентрация носителей заряда n , подвижность μ , время жизни носителей заряда τ и их диффузионная длина L . Важ-

ность того или иного из вышеперечисленных параметров определяется типом полупроводникового прибора и электрическим режимом его работы.

Характер возникающих радиационных нарушений в полупроводниковом материале и их влияние на основные свойства облучаемых кристаллов определяются, помимо структуры решетки, природой и энергией бомбардирующих частиц. Если энергия, передаваемая атому решетки налетающей частицей, незначительно превышает пороговую энергию E_d , то следует ожидать в основном образования простых изолированных дефектов типа пар Френкеля (вакансий и междуузельных атомов) и сложных комплексов «простой дефект + химическая примесь». Когда же эта энергия достаточно велика ($E_a \gg E_d$), то первично смещенный атом способен создать целый каскад вторичных, третичных и т.д. смещений. Ряд экспериментов, действительно, показывает, что при облучении полупроводниковых материалов быстрыми нейтронами и тяжелыми заряженными частицами высоких энергий наряду с изолированными дефектами, которые в основном создаются электронами с энергией до 10 МэВ и γ -квантами, могут образовываться скопления простых дефектов в ограниченном объеме кристалла, называемые областями разупорядочения.

Указанные дефекты кристаллической решетки полупроводниковых материалов, обусловленные воздействием радиации, приводят к образованию центров рекомбинации в запрещенной зоне, которые и определяют изменение всех электрофизических характеристик материала.

Возникновение радиационных дефектов, имеющих глубокие энергетические уровни в запрещенной зоне полупроводника, приводит к возрастанию скорости объемной рекомбинации, т.е. к снижению времени жизни пар неравновесных носителей заряда в полупроводнике. Это связано с тем, что в большинстве случаев время жизни неравновесных носителей заряда в полупроводнике определяется не прямой рекомбинацией, а через энергетические уровни, введенные облучением в кристалл.

Рекомбинационные энергетические уровни (центры захвата) разделяются:

а) на центры прилипания. Захваченный носитель в этом случае имеет бóльшую вероятность обратного термического выброса в свободную зону по сравнению с вероятностью рекомбинации через центры с носителем противоположного знака;

б) на рекомбинационные центры. Наиболее вероятной для захваченного носителя является рекомбинация с носителем противоположного знака. Эффективность рекомбинации через такой центр определяется в первую очередь вероятностью захвата электрона или дырки этим центром.

Захват носителя центром прилипания приводит к возрастанию эффективного времени жизни пары носителей заряда, а рекомбинация через центры – к снижению времени жизни носителей.

Несмотря на то, что при облучении в запрещенную зону полупроводника вводится целая система энергетических уровней, многие из которых могут быть рекомбинационными, время жизни в облученном кристалле, как показывают эксперименты, определяется лишь одним – двумя доминирующими рекомбинационными центрами.

Если концентрация рекомбинационных центров достаточно мала по сравнению с концентрацией равновесных носителей заряда, в случае одного доминирующего уровня обратное время жизни $1/\tau$ будет пропорционально концентрации рекомбинационных центров N_r . Поэтому при постоянной температуре изменение $1/\tau$ может характеризовать собой изменение вводимых облучением рекомбинационных центров. Тогда уравнение для интересующего нас случая может быть представлено в виде

$$\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right) = \frac{1}{\tau} - \frac{1}{\tau_0} = \Delta(E_b)\sigma_c\nu f_b(E_r - E_F)\Phi, \quad (6.21)$$

где τ_0 – время жизни неосновных носителей заряда до облучения; τ – время жизни неосновных носителей заряда после облучения; $\Delta(E_b)$ – вероятность образования рекомбинационного центра бомбардирующей частицей; Φ – интегральный поток облучения; $f_b(E_r - E_F)$ – вероятность того, что рекомбинационный центр занят основным носителем; E_F – уровень Ферми; $N_r = \Delta(E_b)\Phi$ – концентрация рекомбинационных центров; $\sigma_c\nu$ – постоянная захвата рекомбинационным центром неосновных носителей.

Таким образом, из выражения (6.21) видно, что изменение обратного времени $\Delta(1/\tau)$ при облучении пропорционально концентрации рекомбинационных центров или интегральному потоку облучения:

$$\Delta(1/\tau) = (1/\tau - 1/\tau_0) = K_\tau\Phi, \quad (6.22)$$

где K_τ – коэффициент радиационного изменения времени жизни неосновных носителей заряда, зависящий от концентрации основных носителей заряда, скорости введения радиационных центров, их рекомбинационных свойств (сечений захвата электронов и дырок), а также от их эффективности (степени заполнения их электронами, зависящей от положения уровня Ферми по отношению к энергетическим уровням этих центров).

Типичный вид зависимости $\tau(\Phi)$ приведен на рис. 6.8 для кремния, облученного нейтронами.

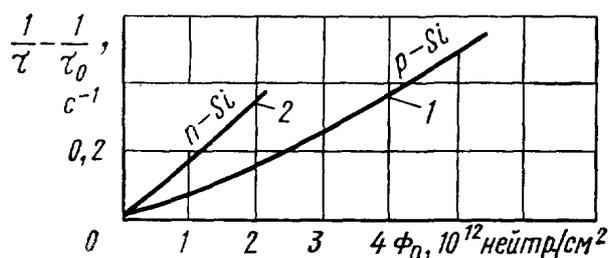


Рис. 6.8. Изменение времени жизни неосновных носителей тока в образцах кремния р- и n-типов в процессе облучения нейтронами: 1 – бор, $P_0 = 6,21 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, $n_0 = 2,63 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 2 – фосфор, $P_0 = 11,75 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, $n_0 = 7,7 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$

Единой зависимости удельного электрического сопротивления $\rho(\Phi)$ для широкого класса полупроводниковых материалов не существует. Наиболее простой вид этой зависимости реализуется в кремнии (любого типа проводимости) в определенном интервале Φ :

$$\rho = \rho_0 \exp(K_p \Phi). \quad (6.23)$$

6.2.4. Влияние радиации на электрофизические свойства неорганических материалов

В условиях эксплуатации при воздействии различных внешних факторов (температуры, влажности, агрессивных сред, механических нагрузок, проникающих излучений) электрофизические характеристики неорганических материалов (механические, теплотехнические, электрические, магнитные, оптические) претерпевают значительные изменения.

Наибольшее влияние на изменение электрофизических параметров неорганических материалов оказывают температура и проникающие излучения. Проникающие излучения влияют на кристаллическую структуру материалов: смещают атомы кристаллической решетки, вызывают превращения атомов при ядерных реакциях, возбуждают электронные оболочки при ионизации.

Вследствие многообразия химического состава неорганических материалов весьма затруднительно привести всеобъемлющую теорию радиационных повреждений и дать обобщающие соотношения, устанавливающие взаимосвязь физических характеристик с их электрическими параметрами.

Вместе с тем имеются определенные закономерности, являющиеся общими для всех классов изоляционных материалов сложного химического состава. К таким закономерностям, например, можно отнести дозовый

эффект и радиационную проводимость. Известно, что радиационная стойкость большинства классов неорганических материалов, в частности, керамических определяется, как правило, поглощенной дозой. По мере роста поглощенной дозы в материалах происходит накопление структурных дефектов.

При исследовании электроизоляционных свойств стекол и керамических материалов в процессе воздействия излучений было установлено, что радиационная электропроводимость прямо пропорциональна интенсивности излучения. Была создана количественная феноменологическая теория фотопроводимости неорганических материалов в присутствии ловушек и центров рекомбинации различной природы, которая достаточно успешно объясняет зависимость радиационной электропроводимости от интенсивности излучения. Теоретически обоснована модель диэлектрика, в котором свет создает некоторое количество электронно-дырочных пар, причем электропроводимость обусловлена в основном носителями одного знака (электронами либо дырками), рекомбинация идет через зону проводимости. В соответствии с этой теорией с точностью, достаточной для инженерных целей, вызываемая облучением радиационная электрическая проводимость может быть оценена аналитическим путем при использовании следующего соотношения:

$$\sigma = A_\gamma P_\gamma^\Delta \text{ [См/см]}, \quad (6.24)$$

где A_γ – коэффициент пропорциональности, См·кг/(см·А), P_γ – мощность дозы, А/кг; Δ – постоянная, характеризующая скорость рекомбинации избыточных носителей тока.

Экспериментально установлено, что соотношение $A_\gamma P_\gamma$ сохраняется в широком интервале интенсивностей облучения.

С повышением температуры радиационная электропроводимость растет. Исследования показали, что электрическая проводимость материала при облучении зависит от мощности дозы и температуры следующим образом:

$$\sigma = \sigma_0 \exp(-\epsilon_a/kT) P_\gamma^\Delta, \quad (6.25)$$

где σ_0 – удельная электрическая проводимость необлученного материала, См/см; ϵ_a – энергия активации носителей заряда, эВ; T – абсолютная температура, К.

Влияние температуры обуславливается преимущественно тем, что вероятность рекомбинации через возбужденные уровни уменьшается с ростом температуры.

Диэлектрические потери при высоких напряжениях и высоких частотах вызывают нагрев диэлектриков. При этом чем меньше величина диэлектрических потерь в изоляционных материалах, применяемых в конденсаторах, кабельных изделиях, колебательных контурах, тем более точной становится настройка и более высокой добротность контура.

Потери в диэлектриках обуславливаются, с одной стороны, процессами, зависящими от поляризации самого диэлектрика, а с другой стороны – процессами, связанными со сквозной электрической проводимостью. К поляризационным относятся электронно- и ионно-релаксационные, электронно- и ионно-резонансные потери, а также потери, обусловленные спонтанной поляризацией.

Электронные резонансные потери возникают при радиочастотах (1 – 100 МГц), близких к характеристической частоте возбужденных тепловой энергией электронов, ионные – при частотах свыше 10^4 МГц. Ионно-релаксационные потери при поляризации обуславливаются наличием в решетке диэлектрика «свободного» пространства, в котором могут осуществляться тепловые перебросы слабо закрепленных собственных или примесных ионов из одного неравновесного состояния в другое, когда в решетке материала много вакансий. Такие дефекты возникают при повышенных температурах или в результате воздействия проникающих излучений.

В ходе изменения диэлектрических потерь от температуры и частоты наблюдаются резонансные максимумы. Этот эффект возникает тогда, когда частота электрического поля приближается к собственной частоте колебания электронов или ионов. Как правило, резонансные потери в диэлектриках сопровождаются характерными изменениями диэлектрической проницаемости (вначале незначительным монотонным ее уменьшением или увеличением, а затем – резким уменьшением).

Для большинства видов стекол и керамических материалов количество ионов, участвующих в релаксационной поляризации, непрерывно возрастает с температурой.

Оценку изменения тангенса угла диэлектрических потерь неорганических материалов, обусловленную сквозной проводимостью, при любой круговой частоте ω и температуре можно произвести, используя следующее соотношение:

$$\operatorname{tg}\delta = 4\pi a P_{\gamma}^{\Delta} / \omega \epsilon, \quad (6.26)$$

где a – коэффициент пропорциональности.

При релаксационных диэлектрических потерях максимальное значение $\operatorname{tg}\delta_{\text{макс}}$ рассчитывается по формуле

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{макс}} = \frac{\varepsilon - \varepsilon_{\infty}}{2\varepsilon} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\infty}}}, \quad (6.27)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость при постоянном напряжении; ε_{∞} – диэлектрическая проницаемость, соответствующая оптическим частотам.

Зная зависимости ε и ε_{∞} от интегрального потока Φ и мощности дозы радиации P_{γ} , можно произвести оценку максимальных значений радиационных потерь диэлектрика по приведенной выше формуле. Полученные в результате проведенных исследований зависимости показывают, что закономерность изменения тангенса угла диэлектрических потерь от мощности дозы в диапазоне до $2,58 \cdot 10^4$ А/кг (10^8 Р/с) имеет тенденцию к монотонному увеличению, а при мощности дозы $2,58 \cdot 10^6$ А/кг (10^{10} Р/с) наступает насыщение.

В настоящее время накоплен значительный экспериментальный материал по воздействию различных видов излучения на необратимые изменения электрофизических характеристик неорганических материалов.

Фундаментальное значение для понимания природы радиационных эффектов имеет установление связи свойств материалов с дефектами структуры. Однако если для материалов со строго упорядоченной кристаллической структурой типа кристаллического кварца и щелочно-галоидных соединений можно установить количественную взаимосвязь физических и электрических параметров, то для материалов со сложной химической структурой такие соотношения найти в настоящее время невозможно вследствие сложности происходящих радиационных процессов при воздействии различных видов излучений.

Анализ радиационных нарушений в неорганических диэлектриках показывает, что простые структуры высокой симметрии (кристаллический кварц) имеют лучшую радиационную стойкость, чем анизотропные. В то же время изменение физических свойств у стекол, как правило, меньше, чем у керамических материалов. Возможно, это является следствием относительно высокой степени разупорядоченности структуры стекол до облучения.

Рассмотрим характер радиационных процессов по основным классам неорганических материалов.

При воздействии импульсной радиации электрические параметры (ρ , $\operatorname{tg}\delta$) стекол претерпевают значительные обратимые изменения, при этом,

как правило, ρ с увеличением мощности дозы излучения уменьшается, а $\text{tg}\delta$ возрастает. Эта тенденция особенно хорошо проявляется в процессе облучения при высоких температурах.

При применении стекол в изделиях электронной техники не последнюю роль играют такие физические показатели, как показатель преломления, коэффициент поглощения и уровень люминесценции.

Изменение показателя преломления исследованных стекол при воздействии дозы 10^5 Дж/кг (10^7 рад) и выше не превышает обычно нескольких сотых долей процента. Исключение составляет кварцевое стекло, показатель преломления которого меняется в довольно широких пределах.

Природа изменений оптических свойств стекол различна, но чаще всего заключается в окрашивании (в видимой части спектра) и появлении полос поглощения (в инфракрасной и ультрафиолетовой областях спектра). При этом также возрастает оптическая плотность стекол.

В стеклах количественные различия эффективности воздействия разных излучений (нейтроны, протоны, электроны, γ -кванты) менее резкие, чем это имеет место в полупроводниковых материалах и приборах.

Во-первых, максимум поглощения с возрастанием интегральных потоков облучения сдвигается в красную область. Во-вторых, характер зависимостей коэффициента поглощения для всех видов излучений одинаков: при малых дозах происходит его плавное уменьшение, при некоторых значениях Φ , характерных для каждого вида излучения, скорость уменьшения коэффициента поглощения возрастает, а при больших дозах происходит насыщение. Стекла различны по своей радиационной стойкости. Коэффициент поглощения кварцевого стекла и боросиликатного стекла молибденовой группы наиболее резко растет при облучении. Стекло молибденовой группы с примесью церия является очень устойчивым к действию излучения. Эти особенности разных стекол проявляются при любом виде облучения и объясняются влиянием добавки церия (CeO_2) на радиационную стойкость стекол.

У различных марок стекол уровень радиолюминесценции неодинаков и линейно связан с мощностью дозы γ -излучения. Наибольшей люминесценцией обладают, как правило, стекла с большим коэффициентом поглощения и малой добавкой церия.

Соотношение уровней люминесценции стекол остается практически одинаковым при переходе от непрерывного излучения к импульсному, при этом кривая люминесценции стекла точно следует за кривой импульса и их максимумы совпадают; остаточного послесвечения не наблюдается.

Керамика

В отличие от органических и полупроводниковых материалов керамические материалы при облучении сохраняют высокие изоляционные свойства вплоть до интегральных потоков 10^{18} нейтр./см² и по своей радиационной стойкости занимают следующее за металлами место. На изменение электрических параметров керамических материалов наибольшее влияние оказывают температура и проникающие излучения. В результате воздействия температуры и проникающих излучений удельное сопротивление монотонно снижается, а тангенс угла диэлектрических потерь возрастает. Температурная зависимость тангенса угла диэлектрических потерь хорошо проявляется в области низких частот. При этом чем меньше частота поля, тем более резко $\text{tg}\delta$ изменяется с температурой.

При воздействии ионизирующих излучений в керамике, как и в любых материалах, возникают ионизационные процессы и структурные нарушения, приводящие к изменению электрофизических характеристик обратимого и необратимого характера.

В результате нарушения структуры происходят различные изменения свойств вещества. Внедрение атомов в междоузлия решетки и перемещение их внутри аморфных областей приводит к образованию сложных комплексов и ассоциаций. Комплексы и ассоциации, возникающие в материале в результате облучения, со временем могут развиваться и вызывать изменения характеристик материала даже после облучения. Дефекты структуры понижают теплопроводность керамики. Термические пики, особенно образующиеся в конце пути пробега частиц и атомов отдачи, представляют собой локализованные области высоких температур. Быстрый нагрев и охлаждение в этих областях могут усилить диффузию и привести к образованию метастабильных фаз.

Так как нарушенная при облучении решетка термодинамически неустойчива, во многих случаях возможно восстановление свойств облученных керамических материалов отжигом. Чрезвычайно существенно, что степень нарушения структуры материала можно уменьшить, если выдерживать образец во время облучения при повышенных температурах.

В результате ядерных реакций при облучении керамических материалов нейтронами, протонами и электронами высоких энергий могут образовываться новые примеси. Для большинства неорганических диэлектриков этот эффект не очень существенен, за исключением случаев ядерных реакций с последующим газовыделением (например, при реакции нейтронов с бериллием образуется гелий). Газы в решетке могут накапливаться, образуя пузырьки, что приводит к сильному разбуханию образцов ма-

териала. Атомы примесей, не приводящих к газовыделению, могут существенно менять свойства керамических материалов, аналогично тому, что наблюдается в полупроводниковых материалах и активных элементах лазеров.

Облучение керамических материалов потоками импульсной радиации вызывает существенное изменение электрических параметров при мощности доз порядка $2,58 \text{ А/кг}$ (10^4 Р/с) и выше.

Сравнительные экспериментальные данные по эффективности воздействия различных видов излучения (n , p , e , γ) на неорганические диэлектрики показывают, что степень изменения электрофизических характеристик зависит только от поглощенной веществом энергии излучения – дозы облучения.

6.2.5. Влияние радиации на электрофизические свойства органических материалов

Полимеры, как и полупроводниковые материалы, наиболее чувствительны к воздействию радиации. В поле радиации в полимерах возникают следующие эффекты: нарушение структуры (деструкция и сшивание), ионизация, радиационный нагрев, активация. Дефекты радиации в полимерах вызывают различные изменения физико-химических свойств. Излучения индуцируют ряд химических реакций, изменяющих строение полимерных молекул, что, в свою очередь, ведет к изменению их физических свойств.

Степень изменения структуры органических материалов не зависит от вида ионизирующего излучения при равнозначных коэффициентах передачи энергии и определяется, в основном, дозой поглощенной энергии. Это объясняется тем, что воздействие любого излучения на органическое вещество приводит к процессам ионизации полимерных молекул. Причем, несмотря на то, что энергия излучения может поглощаться любым электроном атома полимерной молекулы с одинаковой вероятностью, химические изменения молекул полимера носят явно выраженный селективный характер. Малая подвижность высокополимерных молекул может приводить к передаче энергии возбуждения вдоль главной цепи и к разрывам наиболее слабых связей.

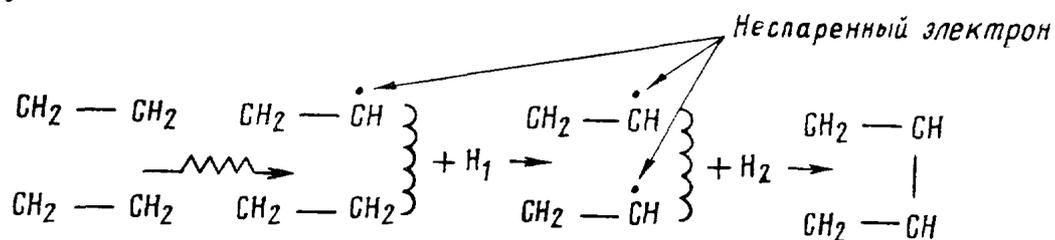
В отличие от диэлектриков неорганического происхождения и полупроводниковых материалов, физико-химические нарушения у полимеров возникают в основном за счет однократной ионизации. Поэтому как деструкция – разрыв главной цепи полимерной молекулы, так и сшивание – отрыв боковых групп с последующим образованием связей с соседними

молекулами в сильной степени зависят от общей поглощенной дозы и определяются первоначальной структурой молекул полимера. Чаще всего оба процесса протекают одновременно, хотя один из них может превалировать. Например, у полиэтилена, полистирола, полиэтилентерефталата, поликарбоната, сополимера САМП преобладает сшивание, а у политетрафторэтилена – деструкция.

Деструкция приводит к резкому изменению свойств: возрастает растворимость и текучесть, падает прочность и разрывное удлинение, в результате полимер превращается в вязкую жидкость. Сшивание уменьшает растворимость и текучесть, сначала образуются разветвленные молекулы и растет молекулярный вес, а затем при достаточном числе сшивков образуется сплошная пространственная сетка, т.е. возникает нерастворимый гель. Начало гелеобразования отвечает условию, когда на каждую среднюю весовую молекулу полимера приходится одно сшитое звено.

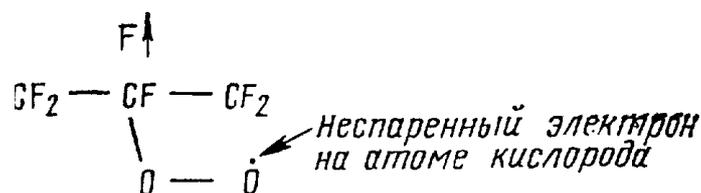
При облучении в активных средах в присутствии кислорода окислительная деструкция начинает преобладать над сшиванием. Кислородные молекулы при этом, продиффундировав внутрь образца, начинают реагировать с образующимися радикалами. Влияние кратковременного воздействия радиации на относительно массивные образцы почти одинаково как в воздухе, так и в вакууме, и в инертной среде. Для объяснения сшивания и деструкции предложены схемы реакций, различные для разных полимеров. Отмечено некоторое общее правило, согласно которому в полимерах винилового ряда, имеющих строение $\text{CH}_2 - \text{CHR}$, наблюдается преимущественно сшивание, а в полимерах, имеющих строение $\text{CH}_2 - \text{CR}_1 \cdot \text{R}_2$, – деструкция.

При облучении полиэтилена от исходной молекулы отрывается один атом водорода, который затем отрывает второй атом, образуя молекулу H_2 , возникшие полимерные радикалы рекомбинируют с образованием связи между собой:



В политетрафторэтилене, аналогичном по структуре полиэтилену, при облучении происходит не сшивание, а деструкция, что связано, очевидно, с большой напряженностью связи углерод – фтор.

При отрыве одного атома фтора образуется не сшивка между углеродными атомами, а перекисные радикалы по схеме



Перекисные радикалы образуются за счет наличия в политетрафторэтилене небольшого количества кислорода в растворенном виде. Эти радикалы стабильны, устойчивы к действию температуры, медленно релаксируются и могут сохраняться в течение нескольких месяцев.

Оценка эффективности воздействия излучений на эти полимеры производится по данным изменения основных электрических параметров ($\text{tg}\delta$ и ρ).

Известно, что изменение электрических характеристик ($\text{tg}\delta$ и ρ) полимерных материалов происходит пропорционально поглощенной дозе для всех основных видов излучений. Поэтому по величине потерь энергии можно проводить сравнение эффективности воздействия на полимеры различных видов ионизирующих излучений, имея в своем распоряжении данные по какому-либо одному виду излучения. Следовательно, можно проводить оценку эффективности воздействия различных видов ионизирующих излучений на изделия, у которых работоспособность определяется каким-либо органическим материалом, по результатам воздействия одного вида излучения. В качестве примера на рис. 6.9 приведена зависимость изменения удельного объемного сопротивления различных полимеров от интегрального потока нейтронов.

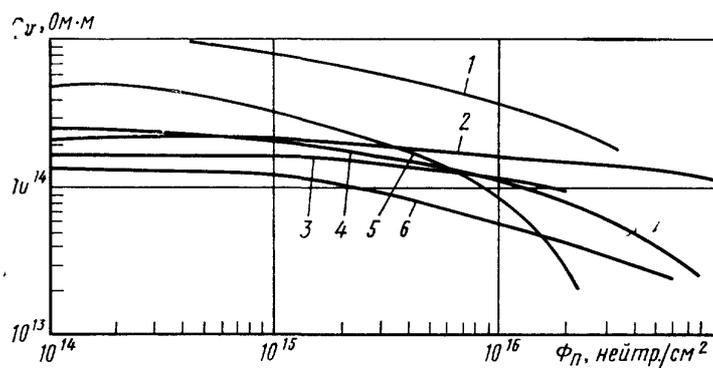


Рис. 6.9. Зависимость изменения удельного объемного сопротивления полимеров от интегрального потока нейтронов: 1 – полиэтилен низкого давления; 2 – лавсан; 3 – сополимер; 4 – полистирол; 5 – фторопласт; 6 – поликарбонат

6.3. Действие радиации на полупроводниковые приборы и интегральные схемы

6.3.1. Биполярные транзисторы

При облучении большинство параметров биполярных транзисторов изменяется. Однако среди них можно выделить основной – статический коэффициент передачи тока, уменьшение которого при облучении ограничивает радиационную стойкость многих классов схем на транзисторах. В общем случае изменение этого параметра обусловлено изменением как объемных, так и поверхностных свойств полупроводников. Излучения, теряющие основную часть своей энергии в процессе упругого рассеяния, создают, главным образом, радиационные дефекты в объеме полупроводника, что приводит к изменению времени жизни, концентрации и подвижности носителей заряда. Излучения, которые при прохождении через вещество теряют свою энергию за счет неупругого рассеяния, ионизируют газ в корпусе прибора, генерируют и возбуждают свободные носители заряда, что может привести к изменению поверхностных свойств полупроводников вследствие захвата генерируемых носителей поверхностными уровнями или осаждения заряженных ионов на поверхность кристалла.

Рассмотрим воздействие на транзисторы быстрых нейтронов, которые вызывают только объемные изменения параметров полупроводников, поверхностные свойства при этом существенно не изменяются. Известно, что наиболее радиационно-чувствительным параметром материала транзисторов является время жизни неосновных носителей тока τ . Радиационные изменения концентрации и подвижности обычно незначительны по сравнению с изменениями τ . В результате облучения в объеме транзисторной структуры образуются дополнительные центры рекомбинации, что приводит к росту составляющей базового тока.

Для германиевых транзисторов, наряду с рекомбинационными потерями в активной базе, линейно зависящими от Φ , существенным является механизм радиационных изменений в пассивной базе, рекомбинационные потери в которой в общем случае нелинейны. На рис. 6.10 приведены типичные зависимости $(h_{21\Phi 0} / h_{21\Phi}) = f(\Phi)$ для германиевых маломощных дрейфовых транзисторов при реакторном облучении, которые подтверждают полученные из теории выводы о нелинейности зависимости рекомбинационных потерь в высокочастотных германиевых транзисторах от потока нейтронов Φ .

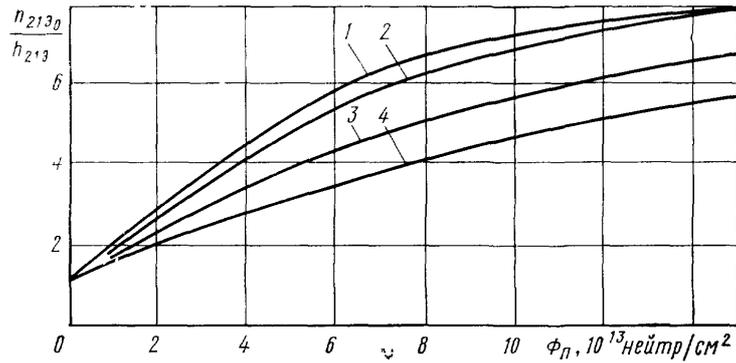


Рис. 6.10. Зависимость коэффициента передачи тока четырех германиевых диффузионных транзисторов от интегрального потока быстрых реакторных нейтронов при $h_{21Э0}(1) > h_{21Э0}(2) > h_{21Э0}(3) > h_{21Э0}(4)$

Таким образом, эффективный коэффициент радиационных повреждений в германиевых транзисторах определяется не только величинами K_T (определяется материалом и уровнем инжекции в базе транзистора) в активной и пассивной базах, но и конфигурацией, а также геометрическими размерами этих областей и эмиттера, рекомбинационными параметрами, величиной встроенного в пассивной базе поля и уменьшается с увеличением интегрального потока облучения Φ .

Для кремниевых планарных транзисторов рекомбинационные потери в пассивной базе незначительны. На рис. 6.11 представлена зависимость коэффициента передачи тока пяти кремниевых планарных транзисторов от интегрального потока быстрых нейтронов.

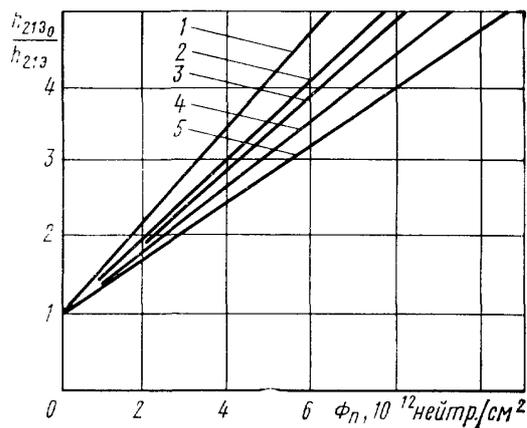


Рис. 6.11. Зависимость коэффициента передачи тока пяти кремниевых планарных транзисторов от интегрального потока быстрых нейтронов при $h_{21Э0}(1) > h_{21Э0}(2) > h_{21Э0}(3) > h_{21Э0}(4) > h_{21Э0}(5)$

Коэффициент $h_{21Э}$ для кремниевых транзисторов определяется радиационными процессами в активной базе и области пространственного заряда эмиттерного перехода.

Приведенный выше теоретический анализ зависимости $h_{21Э} = f(\Phi)$ справедлив для случая малых и средних уровней инжекции и не слишком высоких значений Φ , так как для транзисторов, работающих при больших плотностях тока или облученных значительными интегральными потоками, время пролета нельзя уже считать величиной, не зависящей от интегрального потока.

На рис. 6.12, 6.13 представлены экспериментальные зависимости относительных значений коэффициента передачи тока кремниевых и германиевых транзисторов малой и средней мощности, различных по технологии изготовления и частотным параметрам, от величины интегрального потока различных излучений.

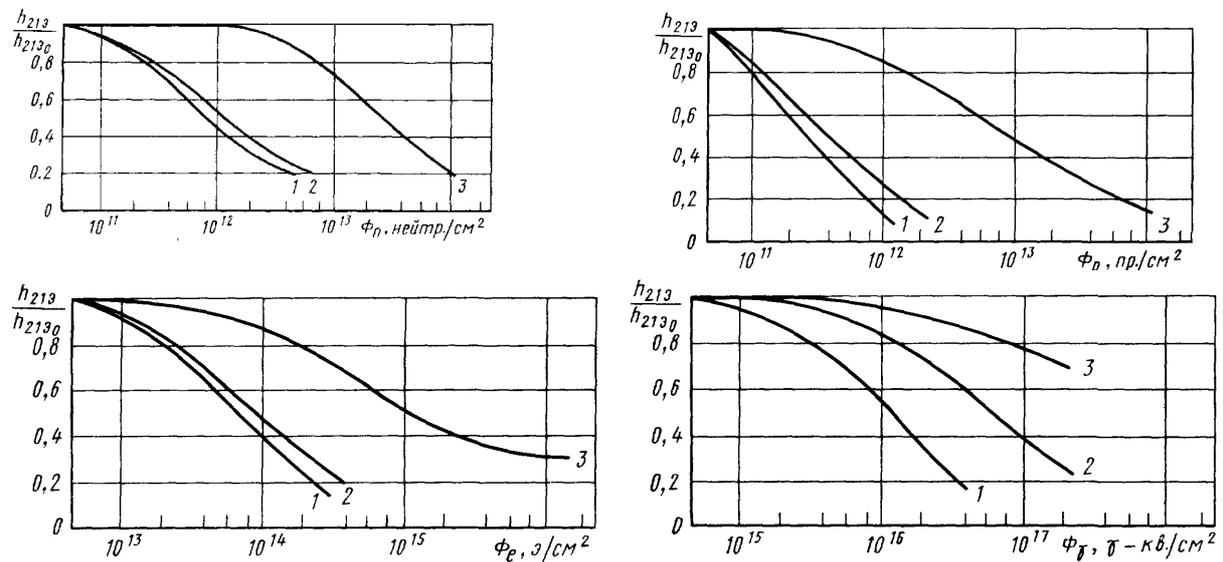


Рис. 6.12. Зависимость коэффициента передачи тока кремниевых транзисторов малой и средней мощности от величины интегрального потока: 1 и 2 – сплавные транзисторы р-п-р- и п-р-п-типов; 3 – планарный транзистор п-р-п типа

Из приведенных зависимостей видно, что последовательность расположения транзисторов по радиационной стойкости, соответствующая повышению их частотных свойств, сохраняется при всех видах проникающих излучений и существует определенная корреляция между различными видами излучений по их повреждающему воздействию на биполярные транзисторы. При этом природа и свойства радиационных дефектов в полупроводниковых структурах при различных видах излучений могут быть разными (области разупорядочения, изолированные радиационные дефекты и др.).

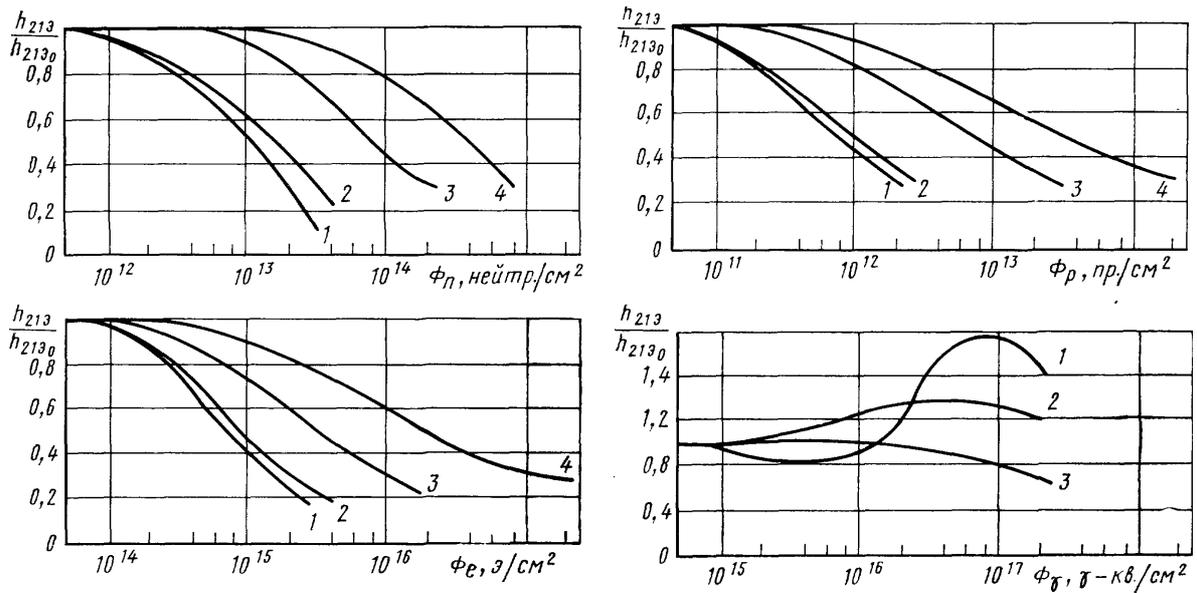


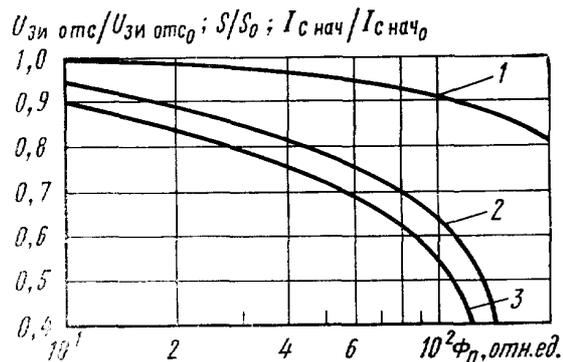
Рис. 6.13. Зависимость коэффициента передачи тока германиевых транзисторов малой и средней мощности от величины интегрального потока: 1 и 2 – сплавные, n-p-n- и p-n-p-типов; 3 – диффузионно-сплавной p-n-p-типа; 4 – планарный n-p-n-типа

Отмеченные закономерности позволяют проводить ориентировочную оценку стойкости транзисторов к любому виду излучений на основе экспериментальных данных, полученных на одном типе источника (реактор, ускоритель электронов и т.д.). Можно также проводить оценку в условиях производства на доступном источнике излучения (например, на ускорителе электронов с энергией 2 – 5 МэВ) при минимальных затратах на оперативную проверку эффективности различных конструктивно-технологических решений, направленных на повышение радиационной стойкости приборов.

6.3.2. Полевые транзисторы с затвором в виде p-n перехода

Экспериментальные данные показывают, что радиационночувствительными параметрами полевых транзисторов с p-n переходом являются начальные ток стока, крутизна характеристики, напряжение отсечки и ток утечки затворов. На рис. 6.14 показаны зависимости параметров $I_{Снач}$, S и $U_{Зиотс}$ полевых транзисторов от воздействующего потока быстрых нейтронов. Эти параметры не зависят от состояния поверхности, и их изменения при облучении определяются целиком процессом радиационного дефектообразования в объеме структуры прибора.

Рис. 6.14. Зависимость напряжения отсечки (1), крутизны (2) и начального тока стока (3) полевых транзисторов от интегрального потока быстрых нейтронов



Для приближенного описания изменения указанных параметров ПТ при облучении можно использовать следующие соотношения:

$$U_{\text{ЗИ отс}}/U_{\text{ЗИ отс}_0} = \exp(-\bar{K}_p \Phi); \quad (6.28)$$

$$S/S_0 = \exp(-\bar{K}_p \Phi); \quad (6.29)$$

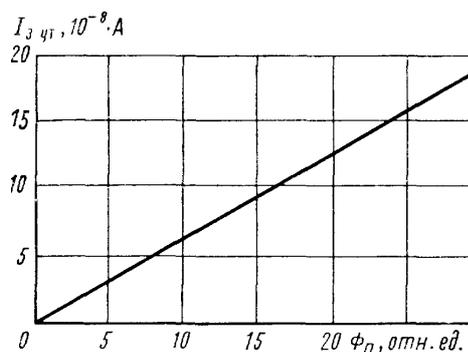
$$I_{C \text{ нач}}/I_{C \text{ нач}_0} = \exp(-2\bar{K}_p \Phi), \quad (6.30)$$

где \bar{K}_p – усредненный коэффициент радиационного изменения удельного сопротивления канала транзистора; $U_{\text{ЗИ отс}_0}$, S_0 , $I_{C \text{ нач}_0}$ – соответствующие параметры до облучения.

Более сильное изменение крутизны при облучении, по сравнению с напряжениями отсечки, можно объяснить вкладом в изменение крутизны радиационного уменьшения подвижности.

Ток утечки затвора растет при облучении вне зависимости от исходного, и при равных напряжениях на затворе – относительно быстрее у транзисторов с более качественным окислом. Радиационное изменение тока утечки затвора определяются как поверхностными эффектами, так и объемными. При нейтронном облучении в отсутствие поверхностных изменений зависимость $I_{\text{зут}}(\Phi)$ должна иметь линейный характер, что подтверждается экспериментально (рис. 6.15).

Рис. 6.15. Изменение обратного тока утечки затвора у полевых транзисторов при нейтронном облучении



При оценке радиационной стойкости ПТ надо учитывать схему, в которой они применяются.

Полевые транзисторы с высокой концентрацией примеси в канале оказываются более радиационно стойкими. Поэтому основной путь увеличения радиационной стойкости этого класса транзисторов – сильное легирование области канала. Предпочтительнее использовать приборы с каналом n-типа.

Однако увеличение степени легирования канала снижает пробивное напряжение, которое может стать меньше напряжения отсечки. Для создания ПТ с высокой радиационной стойкостью и высокими пробивными напряжениями используют многослойные эпитаксиальные пленки с различными уровнями легирования.

Транзисторы со структурой металл – диэлектрик – полупроводник (МДП).

Повышенный интерес вызывает вопрос о влиянии радиации на свойства поверхности кремния, покрытой слоем диэлектрика. Дело в том, что изменение параметров МДП-структур связано с процессами, происходящими либо на границе раздела кремний – диэлектрик, либо в непосредственной близости от нее.

Влияние ионизирующего излучения на вольт-амперные и вольт-емкостные характеристики транзисторов со структурой металл – окисел – полупроводник (МОП): смещение порогового напряжения в сторону больших отрицательных значений и изменение крутизны этих характеристик. Первый из этих эффектов связан с образованием положительного пространственного заряда в слое диэлектрика, второй – с изменением плотности быстрых поверхностных состояний на границе раздела кремний – диэлектрик.

Присутствие положительного пространственного заряда приводит к смещению характеристик прибора в сторону больших отрицательных напряжений. Величина и локализация пространственного заряда определяется величиной и полярностью напряжения смещения на затворе в процессе облучения. На рис. 6.16 показан сдвиг вольт-емкостных характеристик МОП-структуры в зависимости от прикладываемого смещения.

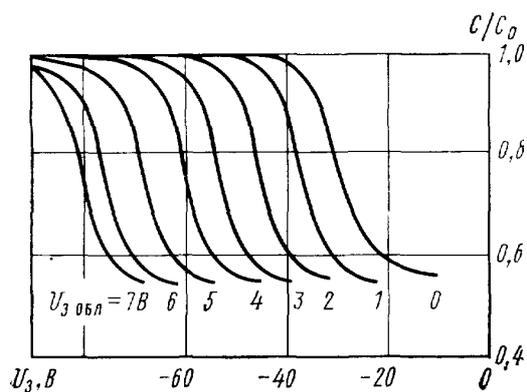


Рис. 6.16. Вольт-емкостные характеристики МОП-структуры, облученной при разных напряжениях смещения U_{306A}

Сдвиг характеристик транзисторов сопровождается обычно их искажением. Уменьшается крутизна характеристик, т.е. расширяется область, в которой происходит изменение емкости при изменении напряжения. Сдвиг характеристик связан с созданием пространственного заряда в диэлектрике, а их искажение обусловлено появлением быстрых поверхностных состояний на границе раздела кремний – диэлектрик. С увеличением поглощенной дозы или интегрального потока облучения указанные изменения стремятся к насыщению. Если абсолютное значение тока или емкости при насыщении является функцией напряжения смещения на затворе $U_{зи}$ во время облучения, то для величины искажения такой зависимости не наблюдается. На рис. 6.17 показана зависимость плотности заряда, наведенного в диэлектрике при облучении от напряжения смещения на затворе.

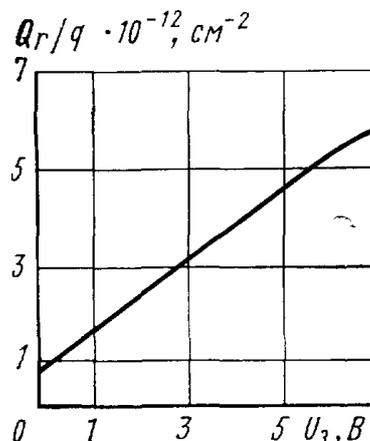


Рис. 6.17. Зависимость плотности заряда, наведенного в диэлектрике при облучении от напряжения смещения на затворе

Напряжение между стоком и истоком $U_{си}$, приложенное во время облучения, не влияет на величину смещения порогового напряжения транзистора.

На рис. 6.18 приведена зависимость плотности наведенного облучением заряда от напряжения смещения на затворе во время облучения.

Максимум на зависимости $I_{обр}(U_3)$ рис. 3.24 определяется генерацией носителей с быстрых поверхностных состояний и соответствует обеднению поверхности под затвором. Величина этого максимума зависит от поверхностной составляющей тока генерации, непосредственно связанной с s выражением

$$I_{генс} = qn_i s A_s, \quad (6.31)$$

где A_s – площадь поверхности под затвором.

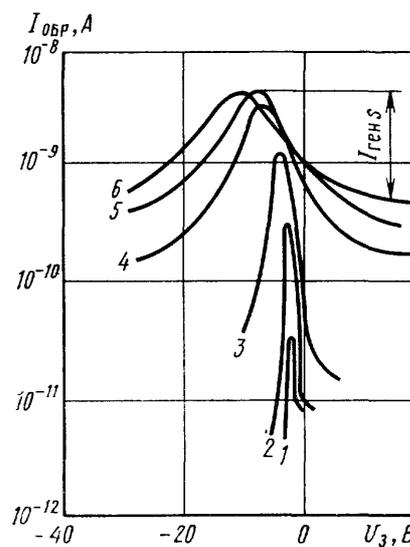


Рис. 6.18. Зависимость обратного тока $I_{обр}$ от напряжения на затворе для различных доз γ -облучения: 1 – до облучения; 2, 3, 4, 5 и 6 – при $D_\gamma = 10^3, 10^4, 10^5, 10^6$ и 10^7 Дж/кг соответственно

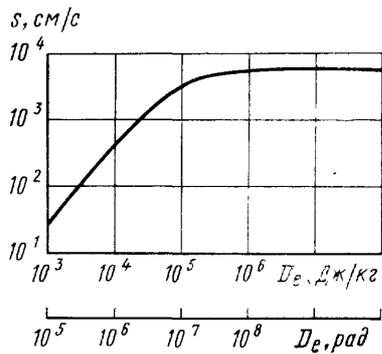


Рис. 6.19. Насыщение скорости поверхностной рекомбинации s с ростом дозы облучения быстрыми электронами

Возрастание максимума тока с увеличением интегрального потока облучения свидетельствует о росте s и, следовательно, об увеличении плотности быстрых поверхностных состояний (рис. 6.19).

Из приведенных на рис. 6.20 зависимостей I_c от напряжения на затворе ($U_{зи}$) следует, что облучение приводит к возрастанию токов утечки между истоком и стоком.

На рис. 6.21 приведены зависимости $U_{зипор}$ как функции длительного отжига.

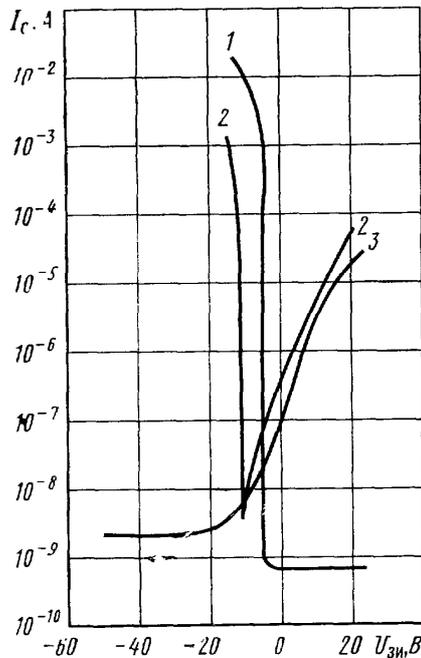


Рис. 6.20. Зависимость I_c от напряжения на затворе ($U_{зи}$) для различных интегральных потоков быстрых электронов: 1) до облучения; 2) 10^{14} э/см; 3) $5 \cdot 10^{14}$ э/см

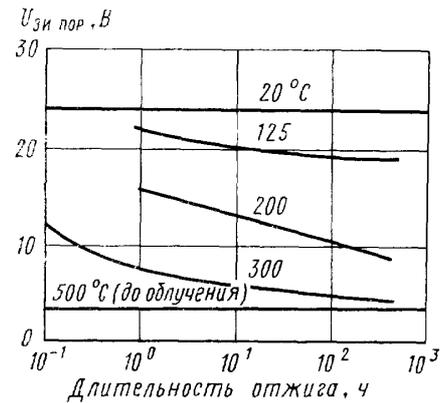


Рис. 6.21. Изменение $U_{зипор}$ при различном температурном отжиге облученных МОП-транзисторов

Сравнивая изменение крутизны вольт-емкостных характеристик и зависимость $I_{обр}(U_з)$ при облучении, мы видим, что насыщение роста максимума тока и искажение этих характеристик происходят в одном и том же интервале поглощаемых доз облучения. В то же время они не зависят от величины и полярности напряжения на затворе при облучении.

Остаточный ток стока возрастает при облучении как в n-, так и p-канальных транзисторах.

Величина U_{ci} при облучении не влияет на изменение порогового напряжения, однако оказывает влияние на токи утечки транзистора в режиме отсечки.

6.3.3. Полупроводниковые диоды

Существенным является обнаруженное экспериментальное различие в радиационной стойкости диодов, имеющих одинаковые удельное сопротивление базовой области (ρ_b) и ширину (w), но различные градиенты концентрации примеси в переходе α_n . Диоды, где в качестве диффузанта использован бор, имеют бóльшую радиационную стойкость, чем при использовании алюминия.

Кремниевые диоды сохраняют работоспособность при температурах 125 – 160°C. Следует ожидать, что облучение диодов при повышенных температурах вызовет существенно меньшие изменения их свойств за счет частичного отжига радиационных дефектов. На рис. 6.22. приведены зависимости $U_{np}(\Phi)$ кремниевых диодов при температурах облучения 20 и 125 °C. Повышение температуры резко замедляет темп возрастания прямого падения напряжения при облучении.

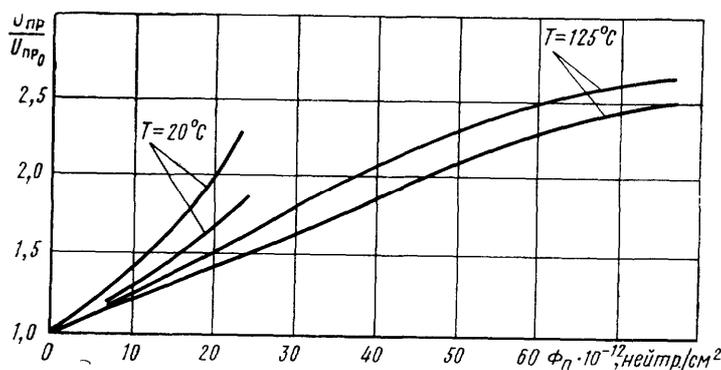


Рис. 6.22. Изменение напряжения кремниевых диодов при облучении их при температурах 20 и 125 °C

Многочисленные эксперименты показали, что действие различных видов ионизирующих излучений на кремниевые диоды эквивалентно в том смысле, что все они приводят, в частности, к возрастанию сопротивления в прямом направлении.

На рис. 6.23 приведены результаты облучения различных кремниевых диодов быстрыми нейтронами, электронами, протонами, γ -квантами.

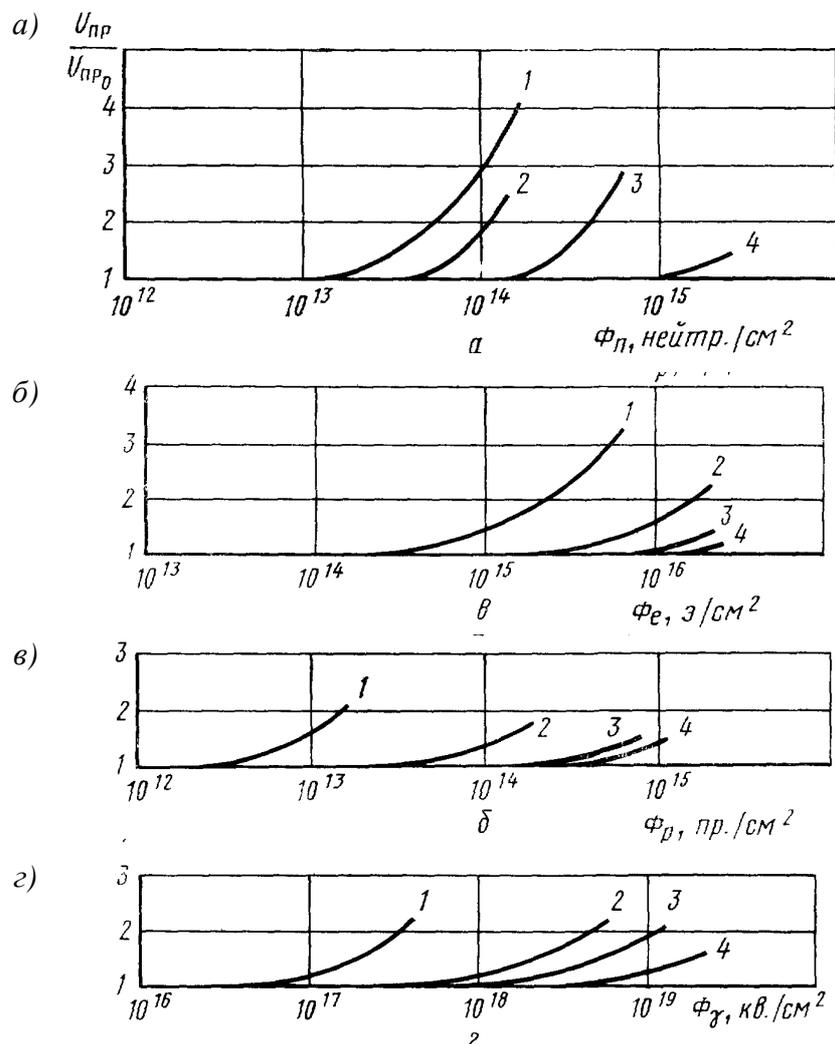


Рис. 6.23. Эквивалентность воздействия различных излучений на прямую ветвь ВАХ кремниевых выпрямительных и импульсных диодов при облучении реакторными нейтронами (а), протонами с энергией 22,5 МэВ (б), электронами с энергией 2,5 МэВ (в) и квантами Co^{60} (г): 1, 2 – выпрямительные диоды; 3, 4 – импульсные диоды

Как видно из рис. 6.23, различия изменения $U_{пр}$ заключаются лишь в величинах интегральных потоков разных излучений, необходимых для получения количественно равных эффектов. Если в качестве эталонного воздействия принять нейтронное облучение, то потоки Φ будут, соответственно, в 60 раз больше для электронов с $E_e = 2,5$ МэВ, в $8,5 \cdot 10^3$ раз – для γ -квантов с $E_\gamma = 1,25$ МэВ и в 0,21 раз – для протонов с $E_p = 22,5$ МэВ. Эти данные показывают наиболее существенную зависимость величины Φ_n от толщины базовой области диодов и плотности прямого тока $I_{пр}$, при котором производится отсчет $U_{пр}$.

Обратная ветвь облученных кремниевых диодов исследована менее детально, так как считают, что радиационную стойкость кремниевых диодов определяет в основном прямая ветвь.

Германиевые диоды. Радиационные эффекты в диодах на основе Ge изучены сравнительно слабо. Это объясняется в первую очередь тем, что такие диоды имеют крайне низкую радиационную стойкость по обратной ветви ВАХ и сильную температурную зависимость $I_{обр}$. Оба эти фактора исключают возможность применения Ge в качестве материала для создания диодов с высокой радиационной стойкостью, хотя прямая ветвь германиевых диодов сравнительно слабо деградирует в процессе облучения.

Туннельные диоды относятся к классу полупроводниковых приборов с высокой радиационной стойкостью. Активным элементом туннельного диода является р-п-переход, созданный каким-либо методом в сильно легированном полупроводнике. Благодаря специфическим свойствам сильно легированных полупроводников туннельные р-п переходы резко отличаются по своим характеристикам от переходов, выполненных на слабо легированных материалах.

На рис. 6.24 приведена зависимость тока туннельного диода при различных $U_{пр}$ от интегрального потока электронов Φ_e , а на рис. 6.25 показано изменение вольтамперной характеристики диода при облучении электронами. Видно, что избыточный ток линейно возрастает с Φ_e . Пиковый ток I_n также возрастает при облучении (рис. 6.25). Если записать $I_{изб} = c_t \Phi_e$, то оказывается, что c_t зависит от напряжения экспоненциально. Отсюда можно сделать вывод, что вводимые облучением дефекты либо распределены по всей зоне с постоянной концентрацией, либо их распределение экспоненциально зависит от энергии. Однако эти предположения не соответствуют имеющимся данным о дефектах, вводимых электронным облучением в S_i . Тем не менее, считается, что существенный вклад в избыточный ток дает туннелирование через уровни в запрещенной зоне.

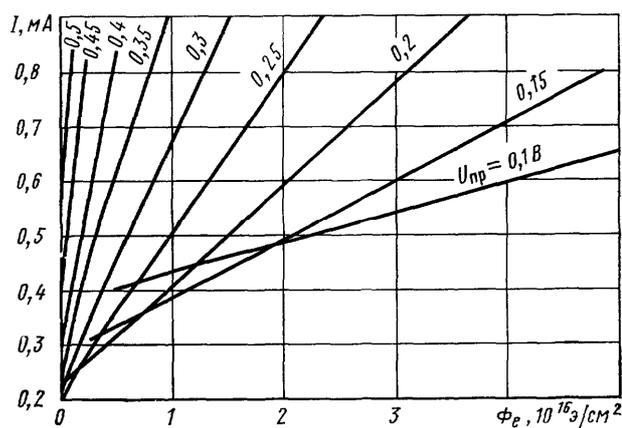


Рис. 6.24. Влияние электронного облучения на ток кремниевого туннельного диода при различных напряжениях смещения $U_{пр}$

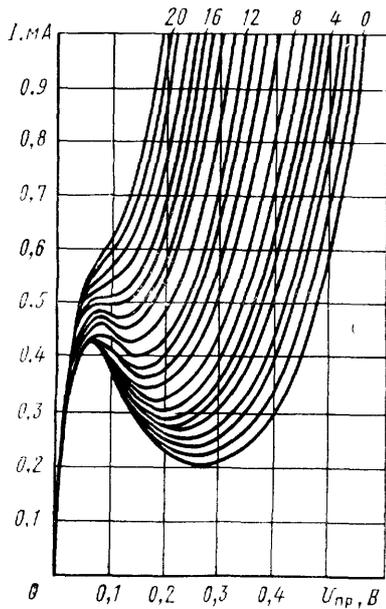


Рис. 6.25. Вольтамперные характеристики диода, облученного через равные интервалы интегральным потоком электронов в диапазоне $0 - 3,7 \cdot 10^{16}$ э/см² (кривые 0 – 21):
 0 – до облучения;
 21 – потоком $\Phi_e = 3,7 \cdot 10^{16}$ э/см²

Степень радиационных изменений в туннельных диодах слабо зависит от типа проводимости Ge и сильно – от температуры облучения.

Следует заметить, что до последнего времени в туннельных диодах радиационные эффекты были менее изучены, чем в других приборах. Это объясняется значительными трудностями и сложностью физических процессов, происходящих в них.

6.3.4. Полупроводниковые фотопреобразователи

Наиболее распространенным типом полупроводниковых фотопреобразователей являются кремниевые преобразователи или, как их чаще называют, солнечные батареи. Они являются одной из основных разновидностей источников электрической энергии, питающей радиоэлектронные системы космических кораблей и спутников. В связи с тем, что солнечные батареи находятся на внешней поверхности космических аппаратов, они подвергаются воздействию интенсивных потоков излучения. Известно, что в спектре указанных излучений основную долю составляют электроны и протоны с энергией в несколько МэВ, которые представляют особую опасность для солнечных батарей.

Работа фотопреобразователя основана на возникновении фото-эдс при освещении p-n перехода светом, энергия кванта которого превышает ширину запрещенной зоны полупроводника.

Влияние облучения электронами и протонами на характеристики фотопреобразователей как в лабораторных, так и в натуральных условиях изучено достаточно широко. Фотопреобразователи относятся к классу полупроводниковых приборов, где особенно хорошо заметен прогресс, достигнутый в направлении повышения их радиационной стойкости.

Главной причиной деградации параметров фотопреобразователей является уменьшение времени жизни неосновных носителей тока τ и, как следствие, диффузионной длины неосновных носителей тока L . В свою очередь, снижение τ и L обусловлено введением в запрещенную зону полупроводникового материала фотопреобразователя «глубоких» уровней радиационных дефектов, являющихся эффективными центрами рекомбинации неосновных носителей тока.

Рекомбинационные свойства радиационных дефектов особенно хорошо изучены в Si – основном материале фотопреобразователей. Показано, что в достаточно широком диапазоне концентраций легирующей примеси, уровней инжекции, температур практически для всех видов жесткой радиации в достаточно широком диапазоне интегральных потоков время жизни неосновных носителей тока меняется по известному закону

$$\Delta(1/\tau) = K_{\tau}\Phi. \quad (6.32)$$

Уменьшение τ_n в базовой области кремниевых фотопреобразователей под действием облучения электронами с различной энергией показано на рис. 6.26. Связанное со снижением τ_n уменьшение L_n вызывает изменение спектрального распределения фототока $I_{\phi}(\lambda)$. Как видно из рис. 6.27, изменяется как форма зависимости $I_{\phi}(\lambda)$, так и величина фототока, отнесенная к выходной мощности $P_{\text{вых}}$. Эти изменения являются причиной уменьшения максимальной полезной мощности фотопреобразователя, определяемой величиной тока короткого замыкания.

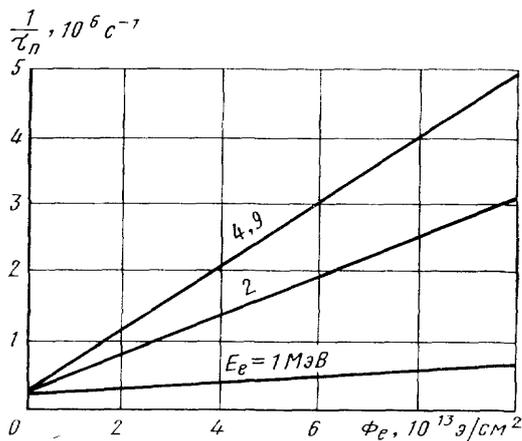


Рис. 6.26. Влияние облучения электронами с различными энергиями на время жизни τ_n в p-Si.

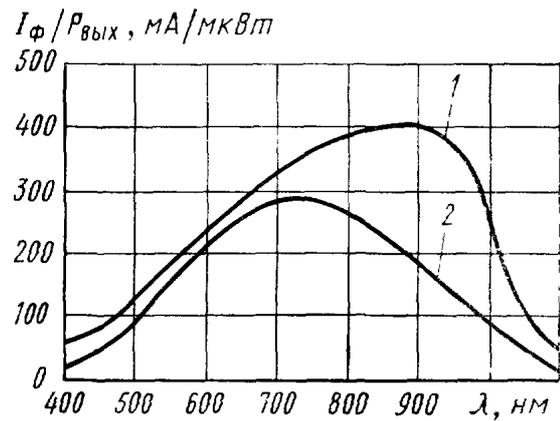


Рис. 6.27. Изменение спектрального распределения фоточувствительности кремниевого n-p-фотоэлемента при облучении электронами с $E_e = 1$ МэВ:
1) $\Phi_e = 0$; 2) $\Phi_e = 3 \cdot 10^{15}$ э/см²

Скорость деградации параметров фотопреобразователей существенно зависит от энергии излучения, особенно при облучении протонами. Если длина их пробега такова, что основная доля образовавшихся радиационных дефектов приходится на область р-п перехода, то наиболее резкие изменения испытывает U_{xx} . Если же повреждается область базы фотопреобразователя, то в основном происходит изменение $I_{кз}$.

Изыскание путей увеличения срока службы фотопреобразователей космических аппаратов может быть достигнуто вариацией степени исходного легирования материала преобразователей. Известно, в частности, что скорость уменьшения τ при облучении снижается с увеличением удельного сопротивления базовой области.

Сейчас, как правило, фотопреобразователи изготавливают на основе р-Si, так как их радиационная стойкость оказывается значительно большей по сравнению с n-Si.

Выполнялись разработки радиационно стойких фотопреобразователей на основе GaAs, однако существенного выигрыша по радиационной стойкости этот материал не дает.

Проводились исследования радиационной стойкости Si, легированного различными примесями, в том числе редкоземельными элементами. Изучена возможность применения Li в качестве примеси, увеличивающей радиационную стойкость Si. Установлено, что Li существенно нейтрализует рекомбинационные центры, вводимые облучением.

В настоящее время основным и наиболее эффективным методом увеличения срока службы кремниевых фотопреобразователей в реальных условиях является применение защитных оптических покрытий, предотвращающих интенсивное повреждение поверхностных слоев фотопреобразователей низкоэнергетическим компонентом космического излучения.

6.3.5. Интегральные микросхемы

Исключительно большое разнообразие функций ИМС определяет большое количество типов их конструкций и затрудняет выработку общего подхода к анализу радиационных эффектов в них. Поэтому анализ влияния радиации можно проводить только по отношению к конкретной разновидности ИМС.

Выбор и количество параметров, по которым оценивается радиационная стойкость ИМС, зависит от функционального назначения ИМС в радиоэлектронной системе. ИМС является сложной неоднородной системой, включающей в себя материалы с металлическими, диэлектрическими и полупроводниковыми свойствами.

Из самых общих соображений, а также на основе экспериментальных данных по дискретным элементам можно заключить, что по отношению к воздействию радиации слабыми местами таких и подобных им систем являются:

- диодные и, в особенности, транзисторные элементы, параметры которых (U_{np} , $h_{21Э}$) будут резко изменяться при облучении из-за уменьшения времени жизни неосновных носителей тока;
- полупроводниковые слои с низкой концентрацией легирующей примеси, в которых облучение будет быстро изменять концентрацию основных носителей тока, а также их подвижность;
- диэлектрические слои, в которых при облучении может накапливаться объемный заряд, а также возникать дефектные локальные состояния, резко увеличивающие сквозные токи через диэлектрик;
- переходные области металл – диэлектрик, металл – полупроводник, полупроводник – диэлектрик и p-n-переходы. В этих областях и в непосредственной близости от них облучение будет создавать центры рекомбинации и захвата носителей заряда. Последние чрезвычайно сильно влияют на свойства этих областей из-за наличия в них сильных электрических полей. Здесь также могут возникать локальные поверхностные состояния и существенно изменяться профиль распределения нескомпенсированных доноров и акцепторов. Математические соотношения, определяющие рабочие параметры ИМС, можно вывести для конкретных схем, режимов работы этих схем и их элементов, однако они весьма сложны. Поэтому для анализа влияния радиации следует рассматривать те соотношения, которые связаны с поведением активных элементов ИМС, транзисторов, диодов и их переходных слоев, а также изолирующих слоев и границ раздела.

На динамические и частотные свойства ИМС существенно влияет и барьерная емкость, образованная изолирующим p-n-переходом C_n , служащая дополнительной емкостью. Эту емкость нужно учитывать при расчете времени задержки включения ИМС.

Время задержки включения ИМС определяется процессами перезарядки емкостей $C_э$, C_n , C_k , а также изменением напряжения на базе от 0 до $U_{ЭБ}$ и на коллекторе от E_k до $0,9 E_k$, пролетом неосновных носителей тока через базу транзистора и перераспределением заряда в базовой области.

Время включения ИМС $t_{вкл} = t_{зд}^{1,0} + t_{нар}$, причем $t_{нар}$ связано с электрическим режимом работы ИМС и параметрами транзисторных элементов ИМС.

При анализе воздействия радиации на параметры ИМС используются те же радиационные константы, как и при расчете параметров облученных дискретных транзисторов и диодов. Влияние облучения на характеристики ИМС будет проявляться через уменьшение времени жизни неосновных носителей заряда τ , связанное с ним падение коэффициента передачи тока $h_{21э}$ и, как следствие, выход транзистора из режима насыщения. Это может проявиться в падении коллекторного тока I_k и росте коллекторного напряжения насыщения $U_{кэнас}$ до недопустимых значений, по достижении которых произойдет отказ ИМС.

На рис. 6.28 приведены зависимости нормированного коэффициента передачи тока $h_{21э}$ транзисторов (кривая 1) и нормированного коэффициента усиления напряжения $K_{у,и}$ (кривая 2) для усилительных ИМС от интегрального потока облучения нейтронами реактора.

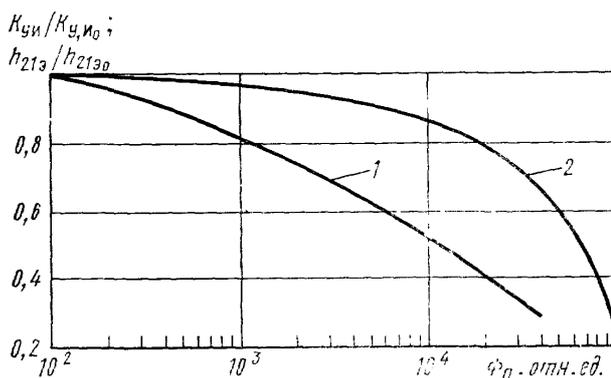


Рис. 6.28. Зависимость нормированного коэффициента передачи тока транзисторов $h_{21э}/h_{21э0}$ (1) и нормированного коэффициента усиления напряжения $K_{у,и}/K_{у,и0}$ (2) для усилительной ИМС от интегрального потока нейтронов реактора

Эти зависимости по форме аналогичны зависимостям $h_{21э}(\Phi)$ дискретных транзисторов и иллюстрируют монотонное уменьшение коэффициента усиления по мере набора интегрального потока. Такие параметры этих же ИМС, как I_k , $U_{вх}$, $U_{вых}$, изменяются незначительно в том же диапазоне потоков, в котором значительно изменяется $h_{21э}$.

Возрастание $t_{зд}^{1,0}$ в процессе облучения происходит из-за изменения крутизны нарастания фронта и незначительного изменения постоянной заряда паразитных емкостей ИМС. Увеличение $t_{нар}$ выходного импульса объясняется уменьшением коэффициента усиления активных транзисторных элементов.

Импульсные параметры ИМС при облучении $t_{зд}^{1,0}$, $t_{нар}$, $t_{рас}$, $t_{сн}$ у различных видов ИМС могут быть весьма разнообразны. Однако имеется существенная общая особенность — всегда происходит незначительное увеличение $t_{зд}^{1,0}$, $t_{нар}$ и резкое уменьшение $t_{рас}$. В конечном счете это приводит к увеличению времени включения $t_{вкл}$ и уменьшению времени выключения $t_{выкл}$ ИМС.

Сформулируем следующие наиболее общие требования при разработке радиационно стойких микросхем:

- уменьшение отношения числа активных элементов ИМС к числу пассивных;
- уменьшение рассеиваемой в ИМС мощности, т.е. в конечном счете – уменьшение уровней инжекции в активных элементах;
- повышение универсальности ИМС, т.е. расширение (особенно для логических ИМС) числа функциональных возможностей;
- снижение зависимости выходных параметров ИМС от величины коэффициентов усиления входящих в ее состав транзисторов.

Несомненно, однако, что создание радиационно стойких микросхем является комплексной задачей, решаемой схемотехническими, конструктивными и технологическими путями.

В качестве примеров схемотехнических методов можно привести фототоковую компенсацию изменения параметров ИМС в процессе воздействия на нее импульса проникающей радиации большой мощности.

Генерация избыточных носителей заряда приводит к возникновению первичного фототока через коллекторный переход интегрального транзистора. Если транзистор включен, то за счет эффектов умножения в области объемного заряда происходит усиление первичного фототока $i_{\phi 1}$, которое может привести к возникновению недопустимо большого вторичного фототока $i_{\phi 2}$.

Перечислим некоторые разновидности компенсирующих цепочек: компенсация первичного фототока в коллекторной нагрузке и базо-эмиттерная компенсация вторичного фототока $i_{\phi 2}$. В первом случае компенсирующий элемент, представляющий собой переход база – коллектор транзистора, включен параллельно коллекторной нагрузке и шунтирует $i_{\phi 1}$, возникающий в транзисторе. Во втором случае для компенсации вторичного фототока используют включение дополнительного перехода база – коллектор между базой и эмиттером транзистора. При этом первичный фототок $i_{\phi 1}$ почти полностью выходит во внешнюю цепь транзистора, поэтому $i_{\phi 2}$ снижается до очень малых величин.

Эффективность компенсации может быть значительно увеличена комбинированием указанных способов.

Для обеспечения радиационно стойкой электрической изоляции между элементами микросхем в настоящее время наиболее перспективным является применение изолирующей пленки SiO_2 и поликристаллической кремниевой подложки. Возможности изоляции обратносмещенным переходом, по-видимому, уже исчерпаны.

Для создания радиационно стойких межэлементных соединений рекомендуется применять металлы с малым атомным номером, что уменьшает поглощение в них энергии излучений, например, алюминий вместо золота.

Проблема повышения радиационной стойкости пассивирующих диэлектрических пленок чрезвычайно сложна. По-видимому, оптимальным решением является применение диэлектрических многослойных пленочных систем $\text{Al}_2\text{O}_3 - \text{SiO}_2$, $\text{Si}_3\text{N}_4 - \text{SiO}_2$ и монослоев SiON , Si_3N_4 , Al_2O_3 .

Определенное значение для повышения радиационной стойкости микросхем имеет также и оптимизация конструктивных решений их компоновки.

6.4. Действие радиации на пьезокварцевые материалы и изделия

6.4.1. Действие радиации на кристаллический кварц

Пьезокварцевые изделия являются наиболее ответственными функциональными элементами радиоэлектронной аппаратуры. Кварц (SiO_2) является соединением атомов кремния с атомами кислорода.

В природе существуют две модификации прозрачного кристаллического кварца – α -кварц (с температурой образования до 573°C) и β -кварц (с температурой образования от 573 до 880°C). Эти модификации кварца отличаются своей структурой и обладают совершенно различными электрофизическими свойствами. Свойством пьезоэффекта обладает только α -кварц. При нагревании выше 573°C в результате полиморфного превращения α -кварц необратимо переходит в β -кварц. В производственных условиях кристаллический кварц получают методом выращивания.

В электронной промышленности для изготовления пьезокварцевых изделий применяется природный и синтетический α -кварц. Номенклатура кварцевых резонаторов и фильтров весьма обширна и разнообразна и охватывает диапазон частот от единиц килогерц до 100 и более мегагерц.

Большое значение в кварце имеют атомы примесей, которые в структуре кварца могут либо занимать междоузельное положение, либо изоморфно замещать атомы кремния или кислорода. Особенно важную роль в решетке реальных кристаллов кварца играют примеси алюминия, германия, щелочных металлов (Na , K , Li), а также железа, кальция, магния и гидроксильной группы (OH). Алюминий является наиболее важным и наиболее хорошо изученным типом примеси в кварце. Алюминий в виде структурной примеси в кварце является потенциальным центром окраски кристаллов, которая выявляется при воздействии ионизирующих излучений и определяет во многом радиационную стойкость пьезоэлементов.

К числу электрофизических свойств кварца, чувствительных к воздействию ионизирующих излучений, относятся:

- механические (константы упругости, внутреннее трение);
- электрические (стабильность частоты, диэлектрическая проницаемость, проводимость, тангенс угла диэлектрических потерь, пьезоэлектрические свойства);
- магнитные (магнитная проницаемость, парамагнитный резонанс);
- оптические (образование дополнительных полос поглощения света, появление центров окраски, вращение плоскости поляризации и т.д.);
- тепловые (коэффициент теплопроводности).

Прохождение излучений через кристаллический кварц сопровождается рядом сложных процессов, среди которых основную роль играют следующие:

- смещение атомов Si и O бомбардирующими частицами;
- электронно-дырочные или ионизационные процессы (генерация и рекомбинация электронно-дырочных пар, захват электронов и дырок ловушками, образование центров окраски);
- радиационно-стимулированная диффузия точечных дефектов (примесей, вакансий), сопровождающаяся изменениями концентраций различных электронных и дырочных центров;
- замещение в процессе облучения щелочных ионов-компенсаторов вблизи A1 центров ионами водорода;
- разрушение коллоидно-дисперсных включений неструктурной примеси, распространенных в синтетических кристаллах.

Степень влияния каждого из этих процессов на образование радиационных дефектов в кварце будет зависеть от концентрации в исходном сырье структурных дефектов и их природы.

Изменение параметров кварца в результате воздействия излучения носит обратимый и необратимый характер. Необратимые изменения параметров обусловлены процессами смещения атомов, а обратимые – их ионизацией.

Число смещенных атомов кремния (Si) и кислорода (O) определяется типом и энергией бомбардирующих частиц, а также пороговыми энергиями смещения атомов.

В процессе импульсного γ -облучения основное влияние на свойства кварца и параметры кварцевых изделий оказывает радиационная электропроводимость, обусловленная генерацией свободных электронов и дырок.

Однако наиболее сильное влияние на параметры кварцевых изделий в процессе ионизирующего излучения оказывают эффекты электрон-

фононного взаимодействия, т.е. эффекты взаимодействия свободных носителей с электрическими полями, которыми сопровождаются упругие волны в пьезоэлектрических средах резонаторов и фильтров. Электрон-фононное взаимодействие влияет на резонансные частоты и добротность кварцевых резонаторов. При больших мощностях дозы (например, при импульсном облучении) колебания кварцевых резонаторов могут в значительной степени изменяться по частоте или вообще срываться из-за резкого уменьшения добротности, обусловленного электрон-фононными взаимодействиями. Через некоторое время после прекращения облучения число свободных носителей уменьшается настолько, что добротность становится достаточной для того, чтобы резонатор вновь заработал. Кинетика восстановления параметров резонаторов после облучения будет в значительной степени зависеть от соотношения концентрации дефектов структуры.

Электрические свойства облученного кварца

Рентгеновские и γ -лучи приводят к изменению проводимости и тангенса угла диэлектрических потерь. При дозе 7,74 Кл/кг ($3 \cdot 10^4 \text{P}$) $\text{tg}\delta$ увеличивается на порядок, диэлектрическая проницаемость увеличивается на 10 %, проводимость увеличивается с $6,7 \cdot 10^{-16} \text{ См/см}$ до $1,7 \cdot 10^{-13} \text{ См/см}$. Все изменения при облучении такими дозами обратимы и восстанавливаются после прекращения действия излучения.

Предполагается, что изменения электрических свойств под лучом проявляются благодаря дополнительному поляризационному процессу, происходящему в кварце при захвате ловушками комптоновских электронов и фотоэлектронов, образующихся при облучении.

Электроны и дырки, захваченные ловушками, влияют на диэлектрическую поляризацию и диэлектрические потери, особенно при низких температурах. В естественном кварце максимум диэлектрических потерь, обусловленный диполями в центрах окраски, проявляет себя при температуре 10 К. Наличие в кварце примеси натрия при облучении приводит к пику потерь при 38 и 95 К, а примеси калия – при 140 К.

Рентгеновское и γ -излучение влияют на диэлектрическую проницаемость и диэлектрические потери кварца: при облучении сначала быстро возрастают, а затем рост их прекращается.

На рис. 6.29 приведены зависимости изменения $\text{tg}\delta$ природного и синтетического кварца при воздействии γ -излучения, а на рис. 6.30 – зависимость ϵ природного кварца от температуры.

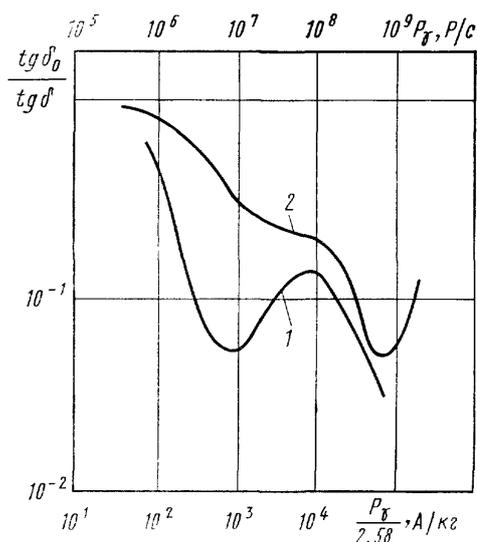


Рис. 6.29. Изменение $\text{tg}\delta$ природного и синтетического кварца при воздействии γ -излучения

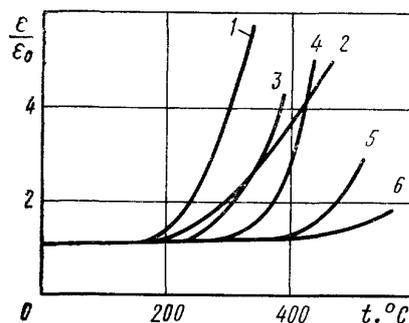


Рис. 6.30. Зависимость ϵ природного кварца от температуры и дозы облучения: 1 и 2 – до облучения; 3 и 4 – γ -облучение дозами $4 \cdot 10^9$ и $2 \cdot 10^{10}$ Р соответственно; 5 и 6 – облучение потоками нейтронов $6 \cdot 10^{18}$ и $8 \cdot 10^{18}$ нейтр./см²

6.4.2. Действие радиации на пьезокварцевые изделия

Пьезокварцевые изделия являются элементами прецизионных высокоселективных приемо-передающих, ультразвуковых и оптических устройств. Наибольшее применение в радиоэлектронной аппаратуре получили резонаторы и фильтры.

Основой пьезокварцевых изделий является пьезоэлемент, вырезанный из природного или искусственного кристалла α -кварца (низкотемпературной модификации) с определенной ориентацией относительно кристаллографических осей. Выбор среза определяется предъявляемыми к пьезоэлементу требованиями: частотным диапазоном, температурным, коэффициентом частоты, добротностью, пьезоэлектрическим эффектом.

Ориентация типовых срезов относительно оси кристалла приведена на рис. 6.31.

Радиационная стойкость пьезокварцевых изделий определяется как стойкостью пьезоэлементов, так и стойкостью других конструктивных элементов.

Основными источниками потерь кварцевого резонатора являются потери в кристалле на внутреннее трение, потери в поверхностном слое, разрушенном при механической обработке пьезоэлемента, потери в системе крепления пьезоэлемента в резонаторе, потери на связанные колебания, а также потери на акустическое излучение.

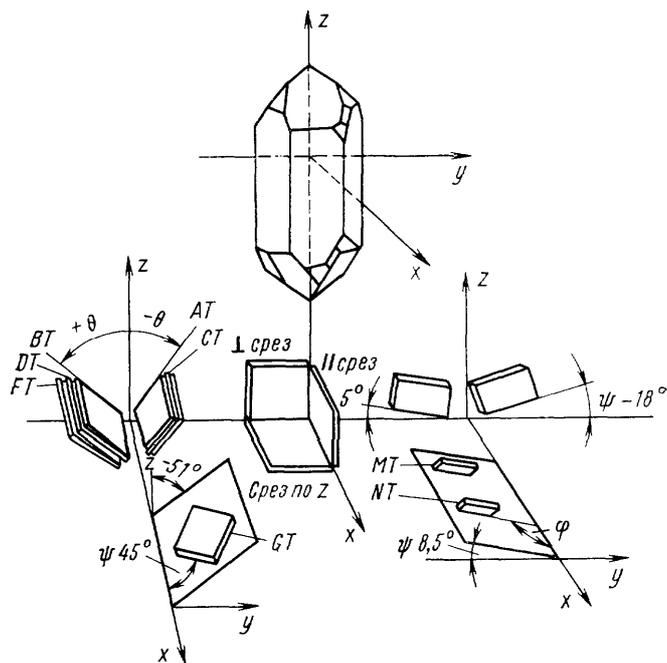


Рис. 6.31. Ориентация типовых срезов относительно осей кристалла кварца

На рис. 6.32 приведена зависимость ухода частоты резонатора из естественного кварца от дозы облучения. Эта зависимость имеет экспоненциальный характер. Установлено, что на изменение частоты не влияет вид воздействующего излучения (электроны или γ -кванты).

Рентгеновское облучение влияет на константы упругости кварца; по мере увеличения дозы облучения у некоторых кварцевых пластин уменьшается резонансная частота. Величина изменения частоты зависит от ориентации пластин по отношению к кристаллографическим осям, т.е. от типа среза. Это явление, которое обычно связывают с изменением упругих констант, сопровождается изменением окраски кварца. Было обнаружено, что рентгеновское облучение дозой 10^2 Дж/кг (10^4 рад) изменяет упругие константы кварца.

На рис. 6.33 приведены типовые функциональные зависимости ухода частоты резонаторов от интегральных потоков γ -нейтронной радиации.

Проводились также испытания резонаторов на воздействие импульсной γ -нейтронной радиации. При длительности импульса 2 – 3 мс поток нейтронов составлял $5 \cdot 10^{13}$ нейтр./см², экспозиционная доза γ -излучения – 80 Кл/кг ($3,5 \cdot 10^5$ Р), уход частот вакуумных кварцевых резонаторов в мо-

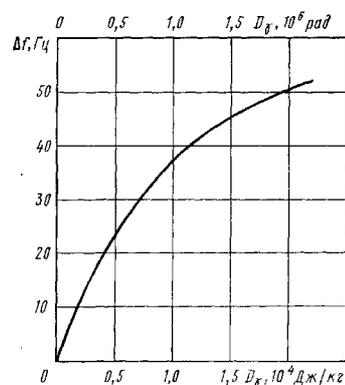


Рис. 6.32. Уход частоты резонатора из природного кварца в зависимости от дозы облучения

мент воздействия импульса находился в пределах от $+0,5 \cdot 10^{-6}$ до $-12,5 \cdot 10^{-6}$. Установлено, что через несколько часов после воздействия импульса излучения частота восстанавливается.

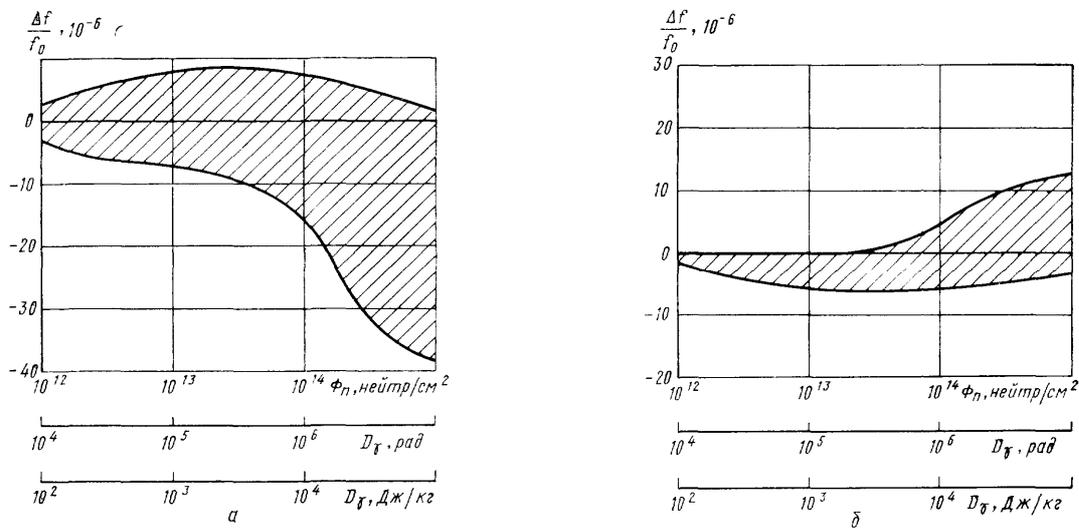


Рис. 6.33. Уход частоты резонаторов (заштрихованная область) на основе синтетического (а) и природного (б) кварца при воздействии n , γ -радиации

На рис. 6.34 приведены характерные зависимости изменения частоты резонаторов во времени при импульсном воздействии γ -нейтронной радиации с длительностью импульса 3 мс и мощностью дозы $\approx 1,3 \cdot 10^3$ А/кг ($\approx 5 \cdot 10^6$ Р/с). При импульсном воздействии радиации вследствие резкого увеличения числа свободных носителей заряда в кварце и связанного с этим резкого уменьшения добротности наступает временная потеря работоспособности резонаторов (срыв колебаний). Характер изменения добротности различных резонаторов оказался аналогичным характеру изменения резонансных частот. Различие действия облучения на природный и синтетический кварц приписывается различной концентрации электронных ловушек в этих кристаллах.

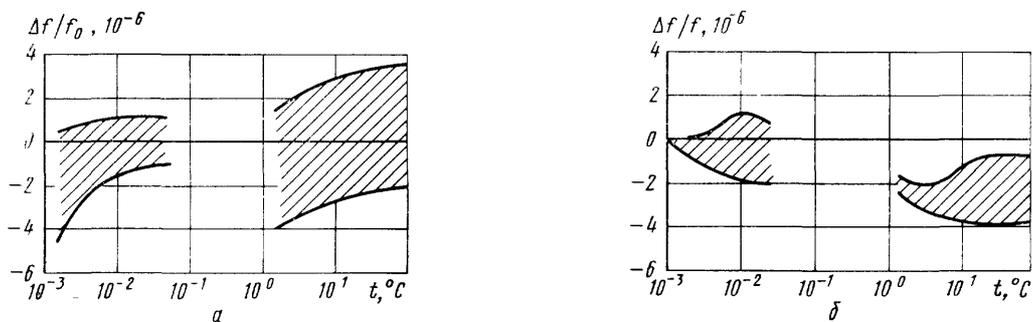


Рис. 6.34. Уход частоты резонаторов (заштрихованная область) в зависимости от времени при импульсном воздействии n , γ -радиации для резонаторов на основе синтетического (а) и природного (б) кварца

Действие облучения электронами с энергией 10,5 и 2,5 МэВ изучалось на резонаторах с NT- и DT-срезами; при потоках облучения около 10^{16} э/см² наблюдается насыщение ухода частоты на уровне $1,9 \cdot 10^{-5}$. Действие облучения электронами на резонаторы с DT-срезами характеризуется сначала уменьшением, а затем увеличением резонансной частоты. Минимум резонансной частоты имел место при потоке около $5 \cdot 10^{14}$ э/см². Такой характер изменения частоты можно объяснить тем, что при электронном облучении в кварце образуются дефекты двух типов, которые оказывают различное влияние на параметры резонатора.

Протонное облучение резонаторов с энергией 680 МэВ потоком $5 \cdot 10^{13}$ пр./см² вызвало необратимое изменение ухода частоты в пределах $(175 - 30) \cdot 10^{-6}$.

Так как уход частоты кварцевого резонатора обусловлен типом среза, то для повышения его радиационной стойкости можно использовать срезы нового типа (комбинацию двух срезов), из которых один дает отрицательный уход частоты при облучении, а другой – положительный (например, AT- и BT-срезы).

Кварцевые фильтры, как и фильтры LC, могут быть полосовыми и режекторными. Полосовые фильтры обычно классифицируются по средней частоте и ширине полосы пропускания. Как правило, параметры любого фильтра определяют по его амплитудно-частотной и фазовой характеристикам.

Кварцевые фильтры по принципу выполнения разделяются на два класса – фильтры с отдельными конструктивно оформленными кварцевыми резонаторами и монолитные фильтры. Последние представляют собой, по существу, интегральную схему с частотой селекции, в которой на кварцевую пластину наносится система точечных кварцевых резонаторов с гальванической или акустической связью между собой. Эти фильтры также могут включать в себя емкостные и индуктивные элементы в виде отдельных навесных деталей или нанесенные методами пленочной технологии.

Для всех типов фильтров при всех видах воздействия радиации изменение амплитудно-частотной характеристики лежит в пределах погрешности измерений. Исключение составляют фильтры, содержащие подстроечные конденсаторы с воздушным диэлектриком, где при импульсном излучении имеет место полная ионизация и потеря работоспособности, а также узкополосные фильтры, где более существенно сказывается уход частоты кварцевых резонаторов на изменении АЧХ фильтра.

В табл. 6.7 приведены относительные изменения ширины полосы пропускания и неравномерности затухания в полосе пропускания фильтров, подвергнутых облучению нейтронами и протонами до $5 \cdot 10^{13}$ част./см² и электронами до 10^{16} э/см².

Таблица 6.7

Максимальные относительные изменения параметров кварцевых полосовых фильтров при воздействии радиации

Класс фильтра	Нейтроны				Электроны		Протоны	
	непрерывного воздействия		импульсного воздействия					
	Ширина полосы пропускания, %	Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ	Ширина полосы пропускания, %	Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ	Ширина полосы пропускания, %	Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ	Ширина полосы пропускания, %	Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ
Ф-100	2	1	5	0	4	0	1	0
Ф-300	3	0,4	20	0	8	0	4	0
Ф-3000	2	0,2	0,5	0	0	0	5	0
Ф-5000	1,8	1	3	0	4,5	0	1	0,5
Ф-6500	8	0,1	0	0	1	1,2	–	–
Ф-13000	0,3	0,5	–	–	1,5	2,1	–	–
Ф-24000	2	0,5	–	–	1	1,2	–	–

Из рассмотрения экспериментальных и теоретических работ по исследованию пьезокварцевых материалов, резонаторов и фильтров можно сделать следующие основные выводы:

- решение задачи создания радиационно стойких резонаторов с малым относительным изменением частоты при воздействии радиации в наибольшей мере определяется созданием технологии выращивания радиационно стойкого кварца, т.е. кварца, содержащего минимальное количество примесных и структурных нарушений;
- особенно стойким сырьем является кварц с минимальным содержанием примеси алюминия, а также кварц, полученный при малых скоростях выращивания, обладающий пониженной концентрацией вакансий и примесного алюминия;
- на радиационную стойкость кварцевых резонаторов оказывают влияние материалы, из которых выполнены электроды, и размеры баллона (наиболее стойки никелевые электроды);

- у герметизированных низкочастотных резонаторов с АТ-срезом частота изменяется в сторону ее увеличения, а у высокочастотных – в сторону уменьшения. Это связано с особенностями температурно-частотных характеристик резонаторов. Снижение частоты у резонаторов с АТ-срезом связано с ионизацией газовой среды, находящейся в баллоне;
- вакуумные резонаторы с АТ-срезом имеют несколько меньшие уходы частоты, чем герметизированные;
- наибольшее влияние радиация оказывает на узкополосные фильтры, где изменение частоты резонаторов при воздействии радиации может существенно влиять на уход средней частоты фильтра;
- фильтры, содержащие конденсаторы с воздушным диэлектриком, при воздействии импульсной γ -нейтронной радиации с мощностью дозы больше 10^3 Р/с перестают нормально функционировать из-за ионизации воздушного промежутка.

6.4.3. Действие радиации на радиодетали и радиокомпоненты

Конденсаторы

Важнейшими электрофизическими параметрами материалов, определяющими радиационную стойкость изделий данного класса, являются: диэлектрическая проницаемость ϵ , тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$, электрическая проводимость σ , удельное объемное сопротивление ρ_v , удельное поверхностное сопротивление ρ_s , электрическая прочность U_{np} и механическая прочность.

Длительное воздействие γ -нейтронной радиации, протонного и электронного излучений приводит к устойчивым изменениям электрических параметров и ухудшению эксплуатационных характеристик конденсаторов.

Поскольку радиационная стойкость конденсаторов определяется стойкостью диэлектрика, наименьшей радиационной стойкостью из этого класса изделий обладают конденсаторы с органическим диэлектриком и электролитические, стойкость которых, как правило, не превышает дозу облучения 10^5 Дж/кг (10^7 рад).

На рис. 6.35 приведены типовые зависимости изменений электрических параметров бумажных и пленочных конденсаторов от дозы облучения при воздействии электронов.

Наиболее сильное изменение электрических параметров бумажных и пленочных конденсаторов от дозы облучения при воздействии электронов претерпевают $\operatorname{tg} \delta$, $R_{из}$ (как следствие структурных нарушений).

Из-за структурных нарушений материала при облучении у конденсаторов с органическим диэлектриком будут существенно изменяться электрическая и механическая прочность.

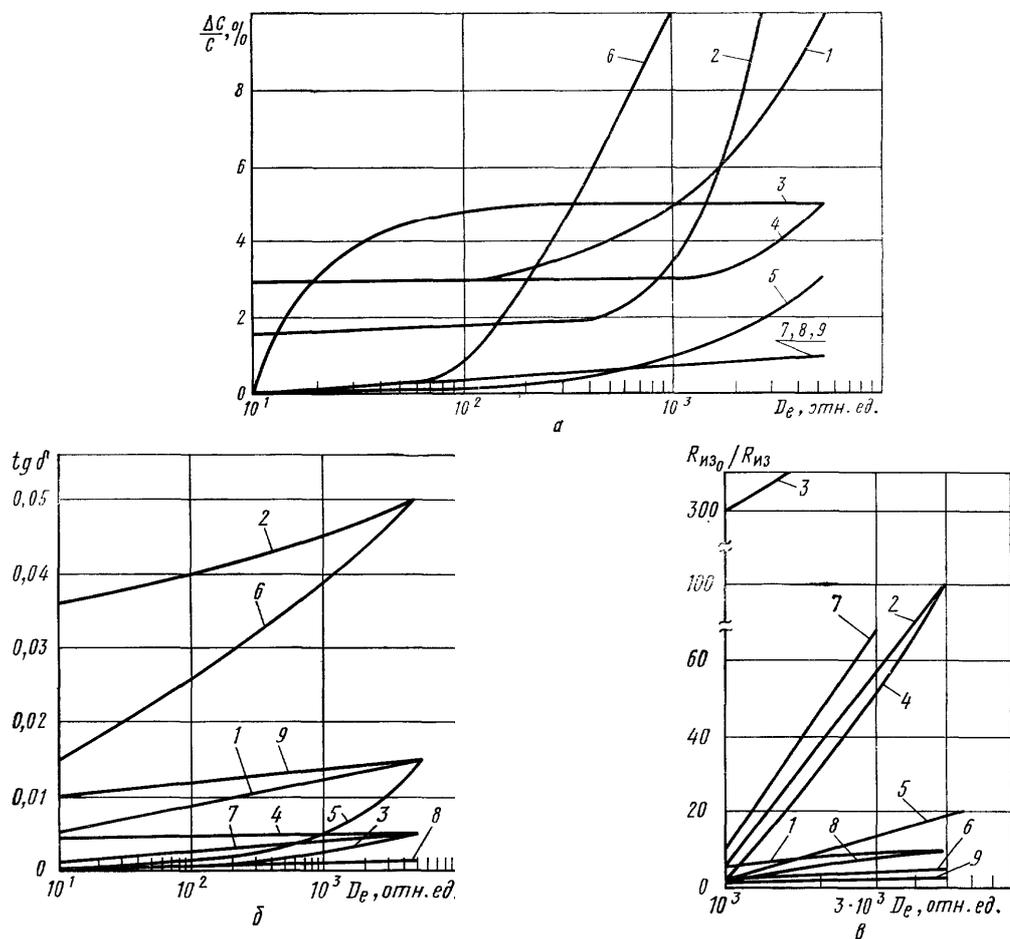


Рис. 6.35. Изменение емкости (а), $\text{tg } \delta$ (б) и сопротивления изоляции (в) конденсаторов разных типов с органическими диэлектриками при воздействии электронов: 1 – комбинированные; 2 – лакопленочные; 3 – пленочные фторопластовые фольговые; 4 – металлопленочные самповые; 5 – металлопленочные поликарбонатные; 6 – бумажные фольговые; 7 – стеклопленочные; 8 – металлопленочные полистирольные; 9 – металлопленочные полиэтилентерефталатные

Изменение структуры полимеров сопровождается, как правило, интенсивным газовыделением (в основном молекулярный водород). Более опасны хлор и фтор, которые выделяются из хлорированных и фторированных полимеров. Эти газы коррозионно-активны. Поэтому при использовании конденсаторов, содержащих такие полимерные материалы, необходимо учитывать и оценивать возможное влияние коррозии как на элементы самих конденсаторов, так и на элементы конструкций радиоэлектронных устройств, в которых они используются.

Появление механических нагрузок в процессе эксплуатации может вызвать быстрый выход из строя конденсаторов вследствие нарушения механической прочности.

В связи с высокой стойкостью неорганических материалов к воздействию ионизирующих излучений конденсаторы с неорганическим диэлектриком (сланяные, керамические, стеклокерамические, стеклянные) обладают высокой радиационной стойкостью – не ниже 10^{15} – 10^{16} нейтр./см², за исключением низкочастотных керамических конденсаторов, у которых значительные изменения параметров, вплоть до превышения установленных норм, наблюдаются при потоке нейтронов 10^{15} нейтр./см². Для конденсаторов с неорганическим диэлектриком, в отличие от конденсаторов на основе полимерных материалов, важной является не только поглощенная доза, но и интегральный поток быстрых нейтронов.

На рис. 6.36 приведены типовые зависимости изменения электрических параметров конденсаторов с неорганическими диэлектриками от дозы облучения при воздействии электронов.

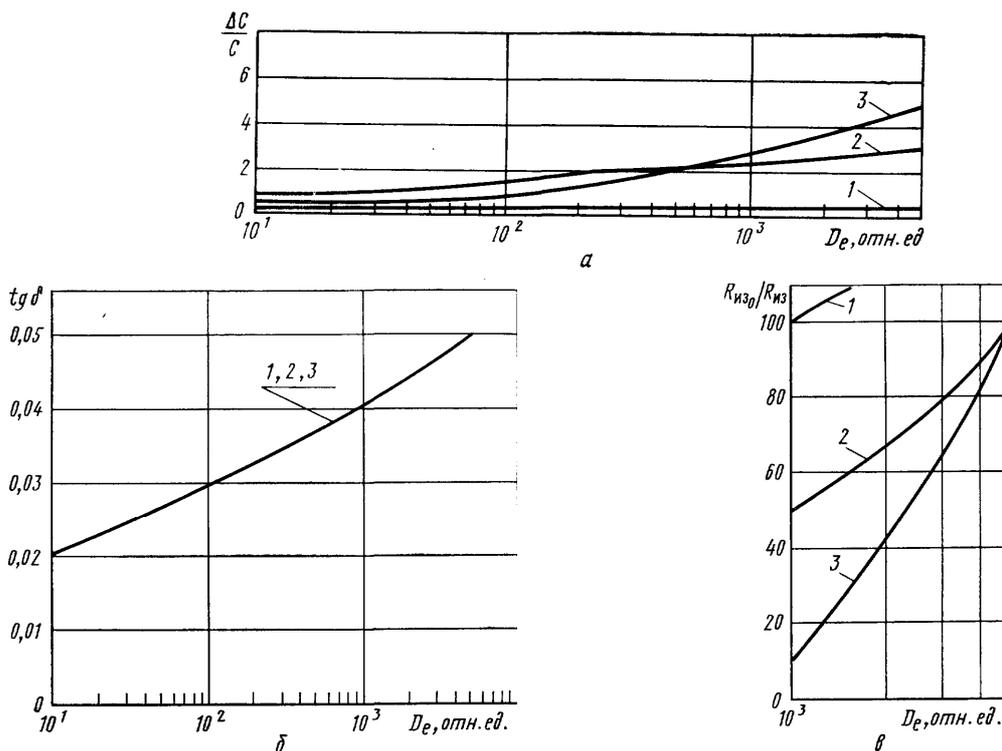


Рис. 6.36. Изменение емкости (а), $\text{tg } \delta$ (б) и сопротивления изоляции (в) конденсаторов с неорганическим диэлектриком при воздействии электронов:
1 – слюда; 2 – керамика; 3 – стеклокерамика

Если в слюдяных фольговых конденсаторах используется пропитка секций органическими материалами для повышения стабильности пара-

метров, то радиационная стойкость таких изделий становится сравнимой с радиационной стойкостью конденсаторов с органическим диэлектриком.

В электролитических и оксидно-полупроводниковых конденсаторах основным диэлектриком является тонкая оксидная пленка (Al_2O_3 , Ta_2O_5 , Ni_2O_3). У электролитических конденсаторов электролитом служит раствор борной или серной кислоты. В оксидно-полупроводниковых конденсаторах роль электролита выполняет двуокись марганца (MnO_2).

При действии ионизирующих излучений в электролитических конденсаторах происходит радиолиз электролита, сопровождающийся выделением газообразных продуктов. В результате этого наблюдается нарушение уплотнений и катастрофическое ухудшение электрических параметров (в первую очередь, емкости). В жидкостных электролитических конденсаторах с объемным пористым анодом из оксидов тантала и ниобия наименее радиационно стойким элементом является герметизирующая прокладка из фторорганической резины, которая при дозах $(2 - 5) \cdot 10^5$ Дж/кг (20 – 50 Мрад) теряет необходимые пластические свойства. В результате раствор серной кислоты может вылиться за пределы герметизированного объема и вызвать дополнительные изменения характеристик конденсатора и даже привести к нарушению его работоспособности.

Причиной ухудшения электрических параметров оксидно-полупроводниковых конденсаторов в условиях воздействия n - γ -радиации при больших интегральных потоках (10^{17} нейтр./см²) является снижение сопротивления двуокиси марганца и, соответственно, нарушение работоспособности конденсаторов.

При импульсном воздействии γ -нейтронной радиации в конденсаторах происходят обратимые изменения электрических параметров. Причиной изменений параметров конденсаторов (емкости, сопротивления изоляции, токов утечки и т.д.) во время действия импульса радиации является ионизация диэлектрика и создание шунтирующего пути по воздуху или какому-либо опрессовочному или заливочному материалу покрытия, окружающему конденсатор, что приводит к росту тока утечки и снижению сопротивления изоляции, при этом уровень изменений этих параметров определяется в основном величиной мощности дозы γ -излучения. Из электрических параметров наиболее чувствительными к импульсному облучению являются $\text{tg } \delta$ и $R_{из}$. Наблюдающиеся изменения имеют в основном обратимый характер и обусловлены увеличением проводимости диэлектрических материалов и окружающего конденсатор воздуха.

В общем виде сопротивление изоляции зависит от величины емкости, типа конденсатора, конструкции и условий применения.

В условиях облучения величина постоянной времени определяется в основном изменением сопротивления изоляции, так как емкость конденсатора изменяется незначительно, и в расчетах с достаточной для практики точностью можно принимать, что она остается постоянной.

На рис. 6.37 и 6.38 приведены зависимости постоянной времени различных классов конденсаторов от мощности дозы γ -излучения, позволяющие определить относительные изменения сопротивления изоляции и тока утечки конденсаторов в момент воздействия излучения.

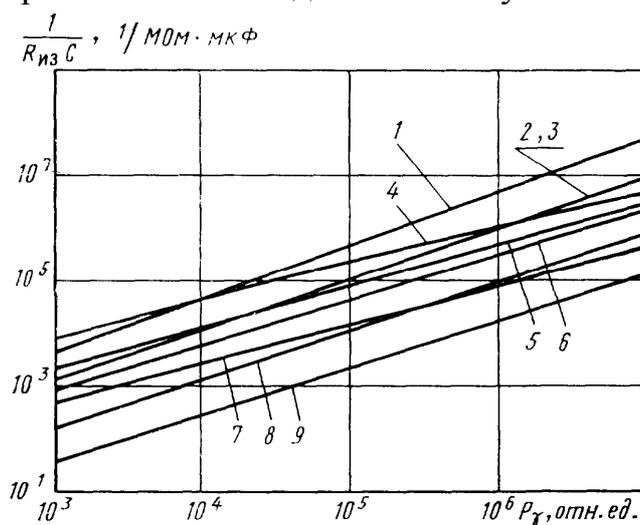


Рис. 6.37. Изменение постоянной времени конденсаторов с различными диэлектриками при воздействии импульсного γ -излучения: 1 – пленочные фторопластовые фольговые; 2 – комбинированные; 3 – керамические высокочастотные; 4 – бумажные и металобумажные; 5 – металлопленочные полистирольные; 6 – металлопленочные полиэтилентерефталатные; 8 – керамические низкочастотные; 9 – лакопленочные

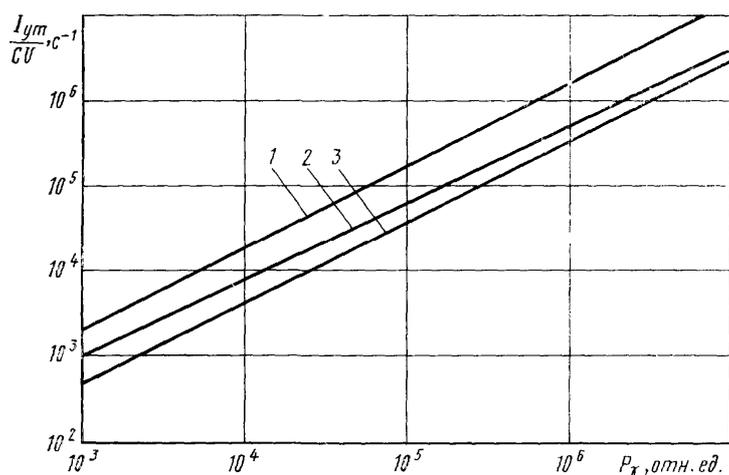


Рис. 6.38. Изменение постоянной времени электролитических конденсаторов разных типов при воздействии импульсного γ -излучения: 1 – оксидно-полупроводниковые танталовые; 2 – объемно-пористые с жидким электролитом; 3 – алюминиевые фольговые

Время восстановления постоянной времени для конденсаторов с органическими и неорганическими диэлектриками составляет примерно от 10 до 3 с, а для электролитических – от 10 до 2 с.

После импульсного облучения конденсаторов остаточные изменения параметров C , $\operatorname{tg} \delta$ и $R_{из}$ при уровнях воздействия до 10^{14} нейтр./см² малы и не превышают допустимых норм.

Облучение является дополнительным внешним фактором, который в ряде случаев может приводить к снижению электрической прочности конденсатора. В твердых веществах различают три вида пробоя – электрический, тепловой и электрохимический.

При воздействии γ -нейтронной радиации часть поглощенной энергии излучения преобразуется в тепловую, вследствие чего возможен значительный радиационный нагрев изделий. Степень радиационного нагрева определяется плотностью потоков нейтронов и мощностью экспозиционной дозы γ -излучения, объемом и плотностью материалов, теплопроводностью материалов конструкций, условиями теплоотвода с наружной поверхности изделия.

Хотя при импульсном воздействии n -, γ -радиации мощность дозы γ -излучения может достигать очень большой величины и возникает значительное изменение сопротивления изоляции, теплового пробоя не происходит, так как длительность воздействия импульса излучения обычно не превосходит единиц миллисекунд, а этого времени недостаточно для развития теплового пробоя в диэлектрике конденсаторов.

Резисторы

Применяемые в настоящее время в радиоэлектронных схемах резисторы можно подразделить на три основные группы, отличающиеся технологическими принципами их изготовления, исходными материалами и, соответственно, техническими особенностями.

К первой группе относятся тонкослойные резисторы на основе тонких проводящих пленок (углеродистых, бороуглеродистых, металлоокисных, металлических), осаждаемых тем или иным способом на изоляционном основании.

Вторая группа объединяет композиционные резисторы, получаемые на основе композиций, состоящих из механической смеси порошкообразного проводника со связывающим его диэлектриком (органическим или неорганическим). Наиболее широко применяются композиции из различного вида саж и графитов с высокополимерными синтетическими смолами, преимущественно термореактивными.

Третью группу составляют резисторы с проводящим элементом из проволоки и микропроволоки на основе сплавов с высоким удельным сопротивлением (манганин, нихром, константан, фехраль) или драгоценных металлов.

Особую группу составляют переменные резисторы (потенциометры) и термисторы. В качестве резистивного элемента потенциометров используются проводящие пластмассы, лакоуглеродистые композиции, металлоокисные и металлические пленки, металlostеклянные пленочные и объемные композиции, проволока на основе высокоомных сплавов.

В качестве оснований резисторов используются фарфор с малым содержанием окислов щелочных металлов, циркониевая и глиноземистая керамика, гетинакс, текстолит, различные пластмассы, а также некоторые сорта стекла.

Для защиты резисторов от влаги применяются лаки, эмали и компаунды, как правило, органического происхождения.

В качестве проводящих пленок в последнее время получают широкое распространение нитриды хрома, титана, тантала, карбиды и силициды металлов. Термисторы, в противоположность обычным резисторам, изготавливаются из смесей окислов различных металлов и обладают, как правило, большой зависимостью величины активного сопротивления от температуры.

Изменения параметров резисторов при воздействии ионизирующих излучений обусловлены изменением параметров материалов конструктивных элементов резистора и окружающей резистор среды в результате ионизации и нарушения структуры в материалах, химических процессов в материалах и радиационного разогрева. Процессы, вызывающие изменения структуры материалов, приводят к необратимым изменениям параметров резистора, а появление проводимости из-за ионизации в изоляционных материалах и окружающей среде, а также радиационный нагрев – к обратимым изменениям параметров резистора.

Вследствие ионизации в диэлектрических материалах резистора и в окружающей резистор воздухе возникают ионизационные токи, резко уменьшающие омическое сопротивление резистора. Степень снижения сопротивления зависит от номинального значения сопротивления резистора, используемых материалов и конструкции и пропорциональна мощности дозы облучения.

Исследование сопротивлений высокоомных резисторов на импульсное воздействие n -, γ -излучение при длительности импульса 150 мкс и мощности дозы $\sim 10^7$ Р/с показали, что изменения носили обратимый ха-

ракти и время восстановления величины сопротивления до исходного значения не превышало 1 – 2 мс.

Аналогичный характер изменения сопротивления в процессе импульсного облучения и его восстановление после прекращения импульса радиации наблюдается у металлопленочных, металлоокисных, композиционных и проволочных резисторов.

С точки зрения снижения ионизационных токов, в наибольшей степени изменяющих омическое сопротивление резисторов, оптимальной является спиральная конструкция пленочных высокоомных резисторов (порядка 10 кОм и выше), имеющих межвитковый зазор, в котором создаются большие напряженности поля. Уменьшения шунтирующего ионизационного потока резисторов можно добиться путем опрессовки каждого образца или заливки их в составе аппаратуры. Во время облучения резисторов мощным γ -импульсом следует учитывать шунтирующее влияние окружающего образца воздуха. В условиях облучения воздух является плохим изолятором, и в ряде случаев утечки по воздуху могут в несколько раз, а то и на несколько порядков превышать утечки по твердым диэлектрикам резисторов.

Защита металлических выводов резисторов и мест пайки в схемах изоляционными лаками или другими изолирующими материалами может существенно снизить влияние высокоинтенсивного излучения на величину сопротивления. Можно ожидать хорошего эффекта при опрессовке резисторов эпоксидными смолами. Поскольку величина шунтирующего сопротивления в момент воздействия радиации прямо пропорциональна толщине защитного покрытия, эффективным способом защиты резисторов от влияния импульсной радиации может оказаться простое увеличение толщины защитного покрытия резисторов и заливка или опрессовка соответствующими материалами отдельных резистивных элементов или блоков электронной аппаратуры. Ориентировочные оценки показывают, что увеличение толщины покрытия в 10 раз должно снизить чувствительность резистора к воздействию импульсного облучения не менее чем в 5 – 8 раз.

Можно также ожидать, что определенный положительный эффект даст оптимизация геометрии резисторов (например, выбор величины межвиткового промежутка, применение защитных материалов и др.).

Из простых физических соображений следует, что необходимо применять в аппаратуре, подвергаемой воздействию импульсного облучения, по возможности низкоомные резисторы, а высокоомные подвергать опрессовке или заливке. Следует также предусматривать максимальное удаление резисторов друг от друга и защиту их выводов.

Естественно, что при импульсном облучении наряду с обратимыми эффектами (ионизация, радиационный нагрев) могут происходить и необратимые изменения свойств резисторов, обусловленные нарушениями структуры их материалов. Наиболее чувствительными к повреждающему действию радиации материалами могут оказаться органические вещества – полимеры (лаки, эмали, компаунды), борсодержащие материалы (резистивная пленка бороуглеродистых резисторов, некоторые типы обратных стекол, а также композиционные полупроводниковые и металлоокисные материалы).

Необратимые радиационные изменения физико-химических свойств органических и полимерных материалов определяются прежде всего величиной поглощенной дозы, независимо от того, наводятся ли они быстрыми электронами, протонами, γ -квантами или смешанным γ -нейтронным излучением.

Таким образом, остаточные изменения параметров резисторов обусловлены устойчивыми изменениями характеристик материалов, использованных в их конструкциях, и зависят от величины общей поглощенной дозы.

Радиационные нарушения структуры конструкционных материалов могут также в ряде случаев приводить к снижению стабильности основных эксплуатационных характеристик резисторов (срок службы и хранения, термо- и влагостойкость, механическая и электрическая прочность, надежность и др.).

Приведем некоторые данные по остаточным изменениям параметров постоянных и переменных резисторов различных видов. Характерным для пленочных углеродистых и бороуглеродистых резисторов в процессе длительного γ -нейтронного облучения является постепенное незначительное увеличение омического сопротивления, по-видимому, связанное с уменьшением основной проводимости пиролитического углерода за счет образования дефектов структуры и химических изменений проводящей пленки в результате поглощения газов и окисления.

На рис. 6.39 приведены обобщенные ориентировочные зависимости необратимого изменения омического сопротивления основных классов резисторов от дозы облучения (при воздействии различных видов ионизирующих излучений).

В табл. 6.8 приводятся данные о необратимых изменениях омического сопротивления объемных композиционных резисторов после облучения потоком быстрых нейтронов 10^{14} нейтр./см² (сопутствующая экспозиционная доза γ -излучения $2,58 \cdot 10^4$ Кл/кг).

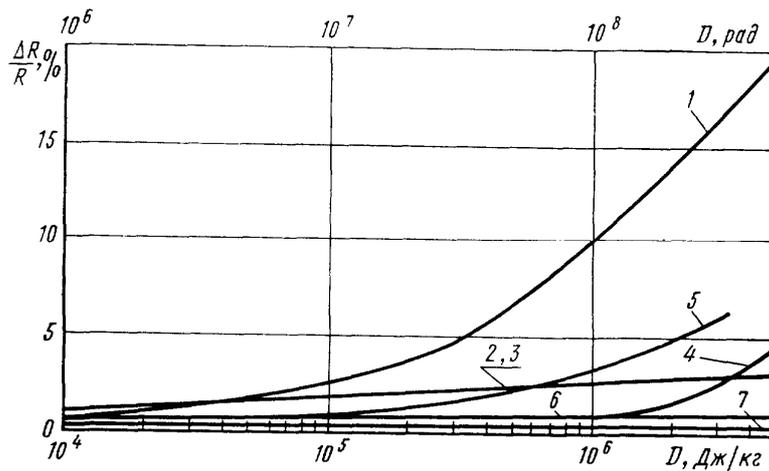


Рис. 6.39. Ориентировочные относительные изменения сопротивления резисторов от дозы облучения: 1, 2, 3 и 4 – пленочные (бороуглеродистые, металлоокисные, композиционные и углеродистые соответственно); 5 и 6 – композиционные (переменные и объемные); 7 – металлопленочные

Таблица 6.8

Начальное сопротивление резистора, Ом	10^2	10^3	10^3	10^6
Относительное изменение сопротивления, %	-2	-4	-10	-9

Примечание. Знак «минус» указывает на уменьшение сопротивления резисторов.

Причиной наблюдаемых остаточных изменений параметров композиционных резисторов в результате облучения может быть необратимое нарушение структуры органических диэлектриков, использованных в качестве связующих в проводящей композиции.

Конструкция пленочных металлизированных резисторов подобна конструкциям углеродистых, но проводящий слой в них выполняется из металлических сплавов или окислов металлов. Пленочные металлизированные резисторы по стабильности и разбросу характеристик приближаются к прецизионным проволочным резисторам. Имеющиеся данные о влиянии излучения на пленочные металлизированные резисторы показывают, что они менее чувствительны к облучению, чем угольные и пленочные углеродистые.

Влияние импульсного γ -излучения (длительностью порядка 150 мкс) при мощности дозы $1,6 - 10^4$ А/кг ($6,3 \cdot 10^7$ Р/с) на металлизированные рези-

сторы аналогично влиянию, наблюдавшемуся в случае пленочных углеродистых резисторов. Изменение сопротивления составляет 14 – 16 %. Сразу же после импульса происходило полное восстановление сопротивления до начальной величины.

Прецизионные проволочные резисторы обычно применяют в тех случаях, когда от них требуется высокая стабильность, нечувствительность к температуре и высокая точность ($< 1\%$). Исследования, проведенные для определения влияния излучения на проволочные резисторы, показали, что у них величина сопротивления не претерпевает заметных изменений под действием облучения. Изменения сопротивлений, за редким исключением, были положительными.

Высокая чувствительность к импульсному облучению проволочных прецизионных резисторов связана, очевидно, с интенсивными электромагнитными полями, возбуждаемыми источниками излучения. При нарастании и спаде этого поля в спирально намотанных элементах возникает индуцированная разность потенциалов.

Резисторы с пленками из окислов металлов способны работать длительное время под облучением при температурах от -65 до $+300$ °С. Наибольшее практическое применение получили резисторы на основе двуокиси олова (SnO_2), а также резисторы, основными компонентами пленки которых являются SnO_2 , Sb_2O_3 , ZnO . Окисные пленки осаждаются на керамические или стеклянные основания. В качестве защитных покрытий используются эпоксидные лаки, кремнийорганические эмали, окись алюминия. Эти резисторы характеризуются повышенной теплостойкостью и достаточно высокой стабильностью параметров.

Металлоокисные резисторы по своим свойствам близки к металлопленочным резисторам. Однако они более чувствительны к γ -нейтронному облучению, чем металлопленочные. В результате облучения сопротивление металлоокисных резисторов постепенно увеличивается. По типу электропроводимости проводящую пленку металлоокисных резисторов можно отнести к классу полупроводниковых материалов, у которых изменение электропроводимости происходит за счет возникновения радиационных дефектов.

Характерной особенностью переменных резисторов – потенциометров является наличие подвижного токосъемного контакта. Структурные нарушения в материалах и сопровождающие их процессы газовыделения и

особенно окисления (образования токонепроводящих окисных пленок на поверхности контактной щетки) вызывают заметное ухудшение условий контактирования. В отдельных случаях (особенно у низкоомных потенциометров) контактное сопротивление может увеличиваться настолько, что практически вызывает разрывы электрической цепи.

Наряду с изменением контактного сопротивления у потенциометров наблюдается снижение омического сопротивления резистивного элемента. Данные испытаний показывают, что в результате воздействия проникающих излучений доминирующую роль в изменении полного сопротивления потенциометра играет омическое сопротивление резистивного элемента. Поэтому характер и степень изменения омического сопротивления потенциометров будет в основном таким же, как и изменение омического сопротивления постоянных резисторов.

Термисторы представляют собой чувствительные к колебаниям температуры резисторы, часто используемые для измерения и контроля температуры и энергии. В противоположность металлам, имеющим небольшой положительный температурный коэффициент, термисторы обладают большим отрицательным температурным коэффициентом. Термисторы изготавливают из смесей окислов металлов, таких как марганец, никель, кобальт, медь, уран, железо, цинк, титан и магний, со связующими материалами.

При исследовании радиационной стойкости термисторов определялись зависимость вольтамперной характеристики от температуры и температурный коэффициент сопротивления (ТКС). При измерении вольтамперных характеристик окиснометаллических термисторов после облучения интегральным потоком нейтронов 10^{16} нейтр./см² не были обнаружены изменения значений отрицательных температурных коэффициентов сопротивления. Однако при потоке нейтронов 10^{17} нейтр./см² происходит изменение ТКС термистора до 10 % по сравнению с исходной величиной.

Замечено, что наиболее критичными к радиации являются термисторы, содержащие окислы урана, кобальта, цинка и меди. Всем этим окисным материалам присущ остаточный эффект, вызывающий уменьшение каталитической активности окислов.

По стойкости к облучению обширный класс резисторов в зависимости от состава резистивного элемента и конструктивно-технологических особенностей можно расположить в порядке, представленном в табл. 6.9.

Радиационная стойкость резисторов

Тип резистора	Интегральный поток нейтронов, нейтр./см ²	Необратимое относительное изменение сопротивления резистора, %
Боруглеродистые пленочные	10 ¹⁶	10
Композиционные переменные	2·10 ¹⁶	5
Металлоокисные пленочные	2·10 ¹⁶	3
Композиционные	2·10 ¹⁶	3
Углеродистые	10 ¹⁶	1
Композиционные объемные	5·10 ¹⁶	0,3
Металлопленочные	10 ¹⁶	0,1

Радиокомпоненты

Характер и степень изменения электрофизических свойств радиокомпонентов при воздействии проникающей радиации зависят от характеристик излучения (плотности потока, мощности экспозиционной дозы, энергетического спектра), продолжительности его воздействия, конструктивных особенностей изделий и применяемых в них материалов.

В конструкциях радиокомпонентов широко применяются различные металлы и их сплавы, а также органические и неорганические диэлектрики. Среди них наиболее подвержены действию γ -нейтронной радиации высокомолекулярные органические диэлектрики, у которых в момент и после облучения уже при небольших потоках и дозах наблюдаются изменения основных физико-химических и механических свойств.

Устойчивые (необратимые) изменения электрических параметров радиодеталей и радиокомпонентов происходят вследствие нарушения структуры применяемых в них материалов и определяются потоком нейтронов и поглощенной дозой γ -излучения. Нарушение структуры материалов приводит к ухудшению параметров и эксплуатационных характеристик радиокомпонентов. Обратимые изменения электрических параметров радиокомпонентов обусловлены в основном ионизирующим действием γ -излучения. Они проявляются в увеличении концентрации носителей заряда и в возрастании электрической проводимости в материалах, что приводит к росту тока утечки и снижению сопротивления изоляции. Степень изменения токов утечки и сопротивления изоляции определяется величиной мощности дозы γ -излучения.

Наряду с указанными процессами в радиокомпонентах при длительном воздействии γ -нейтронной радиации часть поглощенной энергии излучения преобразуется в тепловую, вследствие чего возможен значительный радиационный нагрев изделий.

Моточные изделия. Стойкость моточных изделий к воздействию проникающей радиации определяется степенью изменения свойств применяемых в них материалов, конструкцией и зависит от характеристик γ -нейтронного излучения. Под воздействием непрерывного γ -нейтронного излучения у магнитных материалов изменяются индукция, магнитная проницаемость, электрическое сопротивление, упругость и другие характеристики. При потоке нейтронов до 10^{15} нейтр./см² изменение магнитных характеристик материалов незначительно и практически не вызывает заметных изменений параметров трансформаторов и дросселей фильтров. Значительные остаточные изменения характеристик магнитных материалов происходят при потоках нейтронов порядка $10^{18} - 10^{19}$ нейтр./см² и более. Монолитность конструкций из железа и меди, обладающих сравнительно большими коэффициентами теплообразования, приводит к значительному радиационному нагреву трансформаторов уже при плотности потока нейтронов порядка 10^{11} нейтр./см² и мощности дозы γ -излучения 0,258 А/кг (10^3 Р/с). При этом сопротивление изоляции трансформаторов уменьшается на несколько порядков (примерно до $10^2 - 10^4$ МОм). По прекращении воздействия излучения сопротивление изоляции практически полностью восстанавливается.

При изучении влияния излучения на различные детали моточных изделий необходимо учитывать не только их способность противостоять излучению, но и нормально работать в условиях облучения. При нейтронной бомбардировке многих материалов появляется наведенная радиоактивность, и если детали располагаются вблизи от людей, необходимо выбирать такие материалы, в которых наводится минимальная активность. Например, кадмий имеет большое сечение захвата тепловых нейтронов, и чтобы радиоактивность изделий свести к минимуму при защите их от коррозии, он должен быть заменен оловом.

Радиочастотные и низкочастотные разъемы

Для изготовления электрических разъемов, как правило, используют медные или бронзовые сплавы с гальваническим покрытием (для контактных штырей и гнезд), а также изоляционные материалы – пластмассы, стекло, керамику, корпуса или экраны из стали, латуни или алюминия. Из-

вестно, что электрические характеристики облученных металлов изменяются относительно мало, поэтому наибольший интерес представляет влияние излучения на изоляторы разъемов. Встречаются два типа радиационных повреждений разъемов, связанных с необратимыми и обратимыми изменениями характеристик изолирующих прокладок. Повреждение, при котором изменяются физические характеристики изоляционных материалов, может привести к механическому ослаблению опоры штырей, о чем можно судить по появлению хрупкости органических диэлектриков. Постоянная или временная потеря сопротивления изоляции между контактами или по корпусу является повреждением второго типа.

При оценке радиационной стойкости разъемов обычно рассматривают следующие важнейшие параметры их работы: сопротивление между штырями и гнездами, сопротивление изоляции между соседними штырьками и характеристики коронного разряда.

Наиболее чувствительными элементами к воздействию непрерывного и импульсного γ -нейтронного излучения у радиочастотных соединителей и низкочастотных разъемов являются опорные шайбы и контактные промежутки из различных органических диэлектриков и пластмасс. Действие нейтронов вызывает структурные изменения в материалах опорных шайб и контактных промежутков, что приводит к необратимым изменениям электрических параметров разъемов. Наиболее критичным параметром при облучении является сопротивление изоляции. При плотности потока нейтронов 10^{11} нейтр./ $(\text{см}^2 \cdot \text{с})$ и мощности дозы γ -излучения $0,258$ А/кг (10^3 Р/с) сопротивление изоляции изделий снижается на 3 – 4 порядка. При потоках нейтронов свыше 10^{15} нейтр./ см^2 и дозах γ -излучения $2,58 \cdot 10^4$ Кл/кг (10^8 Р) изменение сопротивления изоляции может превышать установленные нормы на изделия. Величина электрической прочности разъемов снижается, но остается в пределах допустимых норм до потока нейтронов 10^{16} нейтр./ см^2 и доз γ -излучения $2,58 \cdot 10^5$ Кл/кг. Наименее радиационно стойкими являются соединители с опорными шайбами из фторопласта-4.

Наряду с ухудшением электрических параметров длительное воздействие γ -нейтронной радиации приводит к значительному снижению механической прочности некоторых изоляционных материалов.

Возникающие при γ -нейтронном облучении химические процессы окисления ухудшают коррозионную устойчивость контактных материалов и могут привести к повышению переходных сопротивлений контактов соединителей и разъемов.

При воздействии импульсного γ -излучения в материалах опорных шайб и контактных промежутках за счет ионизации возникают токи утечки, что приводит к резкому снижению сопротивления изоляции и ухудшению электрической прочности соединителей и разъемов. Снижение сопротивления изоляции на 3 – 5 порядков наступает уже при мощности экспозиционной дозы излучения 0,258 А/кг (10^3 Р/с). При мощностях доз 2580 – 25800 А/кг (10^7 – 10^8 Р/с) сопротивление изоляции снижается на 6 – 7 порядков и может достигать 0,1 – 0,01 от номинальной величины, установленной на изделия. Такое изменение сопротивления изоляции носит обратимый характер и после прекращения импульса излучения практически полностью исчезает.

На основе имеющихся экспериментальных данных можно сказать, что стекло, пластмасса АГ-4, полиэтиленсиликоновая смола и виниловые изоляционные материалы с неорганическим наполнителем сохраняют при облучении удовлетворительные электрические и механические свойства. Однако в органической изоляции под влиянием излучения быстрее, чем в стекле и керамике, наступает физическая деградация структуры и происходит выделение газа. При этом герметически запаянный разъем может взорваться под давлением газа.

Высокочастотные разъемы имеют большие обратимые изменения сопротивления изоляции разъемов при импульсном облучении.

Тема 7. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ РЭС

7.1. Виды паразитной связи

7.1.1. Основные положения

Сложная РЭА может содержать генераторы незатухающих и модулированных колебаний, работающие на различных несущих частотах, генераторы видеоимпульсов и импульсов высокой частоты, преобразователи и счетчики импульсов, генераторы развертки, а также источники других колебаний несинусоидальной формы, выходные каскады усилителей высокой частоты, низкой частоты и импульсов. Все эти элементы работают на различных уровнях мощности, измеряемых как милливаттами, так и мегаваттами. В этом же устройстве или рядом с ним могут находиться чувствительные радиоприемники, работающие на тех же или на других несущих частотах, усилители малых напряжений различных частот, чувствительные импульсные узлы. Эти устройства работают на относительно низких уровнях мощности. Некоторые из них способны реагировать на сигнал, мощность которого не превосходит 10^{-14} Вт.

Таким образом, различные элементы радиоэлектронного устройства работают на самых разнообразных уровнях мощности, максимальное отношение которых может достигать величины 200 дБ или 10^{20} (10^{10} по напряжению или току). Опасность возникновения взаимных помех в этих условиях весьма велика. Она еще усугубляется тем, что питание различных устройств большей частью осуществляется от общей энергетической сети или от местной сети, провода которых связывают друг с другом эти устройства.

Под *паразитной наводкой* понимается передача напряжения из одного радиоустройства или его части в другое, не предусмотренная его схемой и конструкцией. Такая наводка возникает вследствие *паразитной связи* между ними, связи по электрическим цепям, появляющимся в устройстве независимо от желания конструктора. Паразитные наводки приводят к появлению на выходе элемента напряжений и токов, не соответствующих его основному назначению. Например, паразитные наводки на вход усилителя, проникающие с его выхода, приводят к самовозбуждению усилителя или к изменению его характеристик.

В устройствах с питанием от сети переменного тока, к которым не предъявляются высокие требования по пульсации выпрямленного напря-

жения, возможно появление фона. Такой фон не является паразитным. Под *паразитной наводкой фона* понимается появление на выходе устройства напряжений, имеющих частоту, равную или кратную частоте сети питания, не предусмотренных конструкцией прибора и возникающих вследствие паразитной связи между радиоэлектронными частями прибора и частями, относящимися к системе питания.

При рассмотрении действия паразитных наводок приходится всегда иметь дело с тремя элементами:

- а) источником наводки;
- б) приемником наводки;
- в) паразитной связью между ними.

Очевидно, чем больше отношение уровней мощности возможных источников и чувствительности по мощности приемников наводимого напряжения, тем вероятнее, что мелкие ошибки и упущения в конструкции и монтаже устройства приведут к наводкам, мешающим его нормальной работе.

При разборе любых вопросов, связанных с паразитными наводками, необходимо прежде всего учитывать, *что наведенные напряжения и токи подчиняются общим законам электротехники без каких-либо отклонений*. Появляющиеся здесь трудности вызываются не особыми законами, а тем, что паразитные связи в схемах не показываются и возникают они между самыми различными частями устройства независимо от желания конструктора.

Устранение паразитных наводок прежде всего сводится к выявлению указанных трех элементов, что часто является весьма тяжелой задачей. Она усложняется еще тем, что в большинстве случаев паразитные наводки создаются несколькими источниками и по многим цепям паразитной связи. В этих условиях обнаружение более слабых источников и связей оказывается возможным только после устранения наводки от более сильных источников и связей.

Если указанные три элемента известны, то само устранение наводки, являющееся в принципе значительно более простой задачей, может потребовать внесения значительных изменений в конструкцию устройства. Поэтому предварительный учет возможных источников и каналов наводки является обязательным условием правильного конструирования РЭА.

Помехи радиоприему известны с момента изобретения радио А.С. Поповым, они были обнаружены с помощью его «грозоотметчика». С тех пор такие помехи называются *атмосферными*, поскольку создаются процессами, протекающими в атмосфере.

С течением времени атмосферные помехи отступили на второй план, так как усложнение и усовершенствование радиоприемной аппаратуры и массовое появление автотранспорта, электротранспорта и электродвигателей привело к значительно более существенным *индустриальным радиопомехам*. Одновременно нарастало влияние помех, создаваемых мешающими радиостанциями и их гармониками. Для уменьшения уровня таких помех были организованы национальные и международные органы, ведающие распределением частот, уровнями побочных излучений и шириной полос полезных излучений.

Проблема борьбы с индустриальными радиопомехами и мешающими радиостанциями особенно важна для подвижных объектов – кораблей, самолетов, космических летательных аппаратов и других объектов, имеющих небольшой объем, насыщенный радиоэлектронной и электротехнической аппаратурой. В этом случае преобладают помехи, поступающие по непосредственным связям между различной рядом установленной аппаратурой, питающейся от одного источника энергии. В процессе борьбы с такими помехами 8 – 10 лет назад появился термин *электромагнитная совместимость*, характеризующий успешную работу РЭА в определенных электромагнитных условиях.

Обеспечение электромагнитной совместимости данного аппарата с окружающей средой (т.е. со всей соседней аппаратурой) еще не означает отсутствия в нем самом вредных влияний отдельных частей друг на друга. Такая электромагнитная несовместимость элементов одного прибора возникает в результате ряда *паразитных процессов*. Паразитные процессы являются причиной электромагнитной несовместимости различных приборов, входящих в сложную комплексную систему.

7.1.2. Общая характеристика электромагнитных связей

Между двумя электрическими цепями, находящимися на некотором расстоянии друг от друга, могут возникнуть электромагнитные связи через:

- электрическое поле;
- магнитное поле;
- электромагнитное поле излучения;
- провода и волноводы, соединяющие эти цепи.

Напряженность ближних электрического и магнитного полей в свободном пространстве обратно пропорциональна квадрату расстояния от элемента, возбуждающего поле. Напряженность электромагнитного поля

излучения обратно пропорциональна первой степени расстояния. Напряжение на конце проводной линии или волновода с увеличением расстояния падает весьма медленно, за исключением случая стоячих волн в линии, когда небольшие изменения расстояния могут приводить к значительному увеличению или уменьшению напряжения. Из этой зависимости различных видов связи от расстояния между цепями следует, что при малых расстояниях действуют все четыре вида связи. С увеличением расстояния в первую очередь исчезают связи через ближние электрическое и магнитное поля, во вторую очередь перестает влиять электромагнитное поле излучения и на большом расстоянии влияет только связь по проводам и волноводам.

В электромагнитном поле излучения существует определенное соотношение между векторами электрического E и магнитного H полей:

$$E/H = Z_C, \quad (7.1)$$

где Z_C – волновое сопротивление среды.

Для вакуума (и воздуха) $Z_C = 377$ Ом. Между ближними электрическим и магнитным полями также существует неразрывная связь, выражающаяся в том, что при любом изменении напряжения источника наводки U изменяется его ток I и, следовательно, его магнитное поле. Наоборот, изменение магнитного поля источника наводки индуцирует в его цепях напряжение, что приводит к изменению электрического поля. Теоретически полная взаимная независимость ближних электрического и магнитного полей может наблюдаться только в статических условиях. Электростатическим является поле неподвижных зарядов. При любом перемещении этих зарядов (передвижение заряженного тела, появление электрического тока, изменение величины зарядов по синусоидальному или другому закону) появляется магнитное поле. Точно так же магнитостатическим является поле неподвижного постоянного магнита или электромагнита, питаемого постоянным током. При любом изменении этого поля появляется электрическое поле.

Подробный и исчерпывающий анализ связи цепей с учетом взаимозависимости электрического и магнитного полей может быть выполнен с помощью уравнений Максвелла. Получающиеся при этом сложные математические выводы приводят иногда к потере физического смысла явлений и малодостоверным результатам.

Полное рассмотрение паразитных (т.е. малых) связей нерационально, так как оно дает уточнение результатов на пренебрежимо малые величины. Поэтому в дальнейшем паразитная связь через ближнее электрическое по-

ле рассматривается как емкостная связь через малую паразитную емкость без учета появляющегося при этом магнитного поля. Точно так же паразитная связь через ближнее магнитное поле ниже рассматривается как индуктивная связь через малую паразитную взаимоиндуктивность без учета появляющегося при этом электрического поля.

7.1.3. Непосредственная паразитная емкостная связь

В обычной конструкции любого радиоэлектронного прибора всегда имеется металлический корпус, шасси или разветвленная широкая экранирующая шина, к которым присоединены все общие точки деталей прибора. Такое

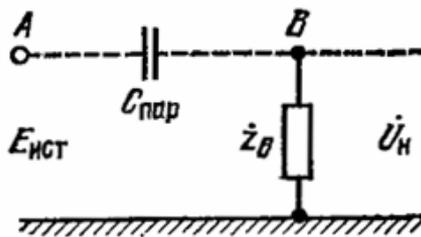


Рис. 7.1. Емкостная паразитная связь

соединение, осуществляемое непосредственно или через блокировочные конденсаторы, позволяет отсчитывать напряжение каждой точки прибора относительно его корпуса.

Если (рис. 7.1) напряжение источника наводки в некоторой точке A равно величине $E_{ист}$ относительно корпуса, то в точке B , связанной с точкой A паразитной емкостью $C_{пар}$, возникает наведенное напряжение $U_н$, величина которого определяется соотношением емкостного сопротивления $X_{пар}=1/j\omega C_{пар}$ и полного сопротивления Z_B между точкой B и корпусом.

Величина $U_н$ может быть определена по формуле

$$\dot{U}_н = E_{ист} \frac{\dot{z}_B}{\dot{z}_B + x_{пар}}, \quad (7.2)$$

из которой следует, что наведенное напряжение в точке B будет тем больше, чем меньше емкостное сопротивление $X_{пар}$ и чем больше сопротивление Z_B . Комбинация из этих двух сопротивлений представляет собой обычный делитель напряжения.

На рис. 7.1 и в (7.2) не учтено внутреннее сопротивление источника $E_{ист}$, которое всегда значительно меньше $X_{пар}$.

Часто полное сопротивление точки B относительно корпуса бывает чисто емкостным. Тогда

$$\dot{z}_B = 1/j\omega C_B \quad (7.3)$$

Наведенное напряжение, получающееся на выходе этого емкостного делителя, будет

$$U_н = E_{ист} \frac{C_{пар}}{C_B + C_{пар}}. \quad (7.4)$$

В другом частном случае получается паразитная емкостная связь источника, работающего на частоте ω_0 , с резонансным контуром, настроенным на ту же частоту (рис. 7.2).

Тогда сопротивление между точкой B и корпусом равно

$$z_B = \frac{\rho}{d_3} = \frac{1}{\omega_0 C d_3}, \quad (7.5)$$

где C – емкость контура; d_3 – его эквивалентное затухание.

Если при этом $X_{нар} \geq Z_B$, то, подставляя эти значения в (7.11), получаем:

$$\dot{U}_H = E_{ист} \frac{z_B}{X_{нар}} = E_{ист} \frac{C_{нар}}{C d_3} \quad (7.6)$$

Под коэффициентом паразитной емкостной связи понимается отношение

$$\beta = \dot{U}_H / E_{ист}, \quad (7.7)$$

показывающее, какая часть напряжения источника наводки возникает на приемнике.

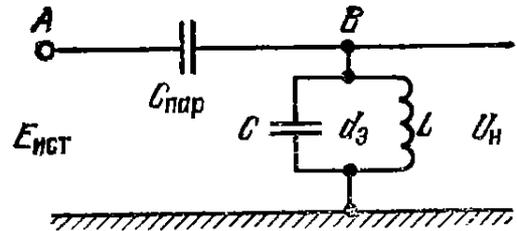


Рис. 7.2. Емкостная паразитная связь с резонансным контуром

7.1.4. Непосредственная паразитная индуктивная связь

В пространстве, окружающем любую цепь, по которой протекает электрический ток, возникает магнитное поле, постоянное или переменное, в соответствии с характером тока.

Постоянное магнитное поле никакой эдс в находящихся в этом поле проводниках не вызывает, а переменное возбуждает в них переменные эдс, величина которых растет с повышением частоты. Если такой проводник является частью замкнутой электрической цепи, то под влиянием возникающих в нем эдс в цепи начинает протекать переменный электрический ток такого направления (вернее, фазы), что магнитное поле будет направлено против первоначального поля и будет стремиться его уничтожить.

Если в цепи источника наводки A (рис. 7.3) под действием имеющейся в ней эдс $E_{ист}$ протекает переменный ток I_A , то в другой

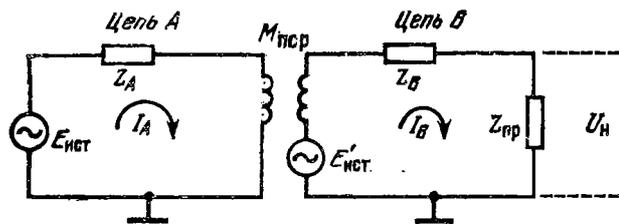


Рис. 7.3. Индуктивная паразитная связь

цепи B , находящейся в магнитном поле, создаваемом цепью A , появится наведенная эдс

$$E'_{уст} = I_A \omega M_{нар} = E_{уст} \omega M_{нар} / Z_A, \quad (7.8)$$

где $M_{нар}$ – паразитная взаимная индуктивность между цепями A и B , Z_A – полное сопротивление цепи A .

В замкнутой цепи B будет проходить ток, величина которого I_B определяется по закону Ома полным сопротивлением цепи Z_B

$$I_B = E'_{уст} / Z_B = E_{уст} \omega M_{нар} / Z_A Z_B. \quad (7.9)$$

Проходя по входному сопротивлению приемника наводки Z_{np} , которое является частью полного сопротивления Z_B , этот ток даст наведенное напряжение

$$U_{np} = I_B Z_{np} = E_{уст} \omega M_{нар} Z_{np} / Z_A Z_B, \quad (7.10)$$

откуда коэффициент индуктивной паразитной связи равен

$$\beta = U_{np} / E_{уст} = \omega M_{нар} Z_{np} / Z_A Z_B. \quad (7.11)$$

Таким образом, паразитная индуктивная связь проявляется тем сильнее, чем выше частота, больше паразитная взаимоиндуктивность, входное сопротивление приемника наводки и меньше полные сопротивления связываемых цепей.

В частном случае паразитной индуктивной связи двух одинаковых резонансных контуров на их собственной частоте ω_0 (рис. 7.4) ток в контуре источника наводки, находящемся под напряжением $E_{уст}$, будет определяться общим сопротивлением, равным волновому сопротивлению контура

$$Z_A = \rho = \sqrt{L/C} = \omega_0 L. \quad (7.12)$$

Напряжение $E_{уст}$ введено в контур приемника наводки последовательно, и его полное сопротивление равно последовательному активному

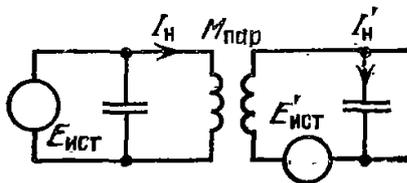


Рис. 7.4. Индуктивная паразитная связь резонансных контуров

сопротивлению контура $Z_B = r$. Напряжение наводки снимается со всего контура, и $Z_{np} = \rho$.

Вводя эти величины в (7.11) и учитывая, что на резонансной частоте $\omega = \omega_0$, получим, что коэффициент паразитной индуктивной связи

$$\beta = \frac{M_{нар} \rho}{rL} = \frac{k_{св}}{d_э}, \quad (7.13)$$

где $k_{св} = M_{нар} / L$ – коэффициент паразитной связи между индуктивностями контуров; $d_э = r/\rho$ – эквивалентное затухание контура.

Из этого выражения следует, что, подобно емкостной паразитной связи, индуктивная связь будет тем больше, чем меньше затухание контура, т.е. чем уже его полоса пропускания.

7.1.5. Паразитные емкостная и индуктивная связи с участием посторонних проводов

Емкостная и индуктивная паразитные связи могут появляться и при отсутствии непосредственной связи между источником и приемником наводки в отдельных экранированных отсеках. Через оба отсека проходит провод AB , не имеющий непосредственного отношения к обоим элементам. Этот провод имеет емкость C_1 (см. рис. 7.5, а) или взаимную индукцию M_1 (см. рис. 7.5, б) по отношению к источнику наводки и емкость C_2 или взаимную индукцию M_2 по отношению к приемнику наводки.

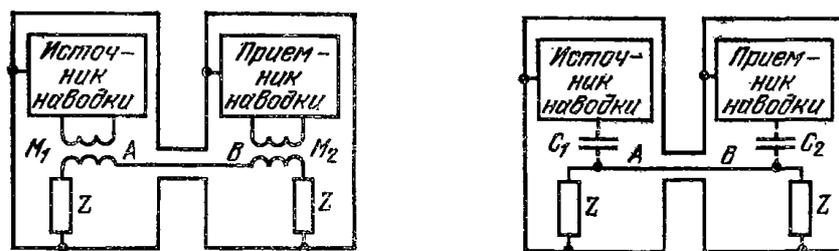


Рис. 7.5. Емкостная (а) и индуктивная (б) паразитные связи по постороннему проводу

Очевидно, что из-за наличия провода AB оба элемента оказываются связанными емкостно, индуктивно или индуктивно-емкостно. Величина связи определяется как величинами C_1 , C_2 , M_1 и M_2 , так и величиной полного сопротивления Z_{AB} , которое имеет посторонний провод относительно корпуса. Из эквивалентной схемы для случая емкостной связи (рис. 7.6) следует, что комбинация паразитной емкости C_1 и сопротивления Z_{AB} представляет собой делитель, действие которого определяет величину напряжения, наводимого через емкость C_2 на приемник. Подобные же эквивалентные схемы могут быть составлены для случаев индуктивной и смешанной связей.

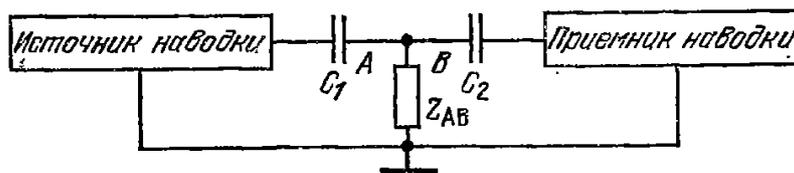


Рис. 7.6. Эквивалентная схема емкостной связи по постороннему проводу

7.1.6. Паразитная связь через электромагнитное поле и волноводная связь

При значительных расстояниях между источником и приемником наводки, на которых паразитные емкостная и индуктивная связи практически отсутствуют, возможна паразитная связь через электромагнитное поле излучения. Очевидно, что эта паразитная связь прежде всего может проявиться не в пределах одного устройства, в котором имеются непосредственные паразитные индуктивные и емкостные связи, а между удаленными друг от друга устройствами. Связь через электромагнитное поле излучения является паразитной, если только она приводит к нежелательным наводкам на радиоприемник от передающих радиостанций, грозовых разрядов и части промышленных помех. Характерной особенностью этого вида наводок является то, что они воздействуют только на радиоприемники и поступают на них через антенный ввод.

В пределах одного устройства паразитная связь через электромагнитное поле излучения может возникнуть только на очень коротких волнах, длина которых меньше габаритных размеров прибора. В этих условиях металлический кожух прибора можно считать отрезком прямоугольного волновода, в котором могут распространяться различные типы волн. Из них более опасной является волна H_{01} , наибольшая критическая длина которой $\lambda_{кр} = 2b$, где b – размер большей стороны поперечного сечения прямоугольного волновода.

Волны короче критической свободно распространяются в волноводе с весьма малым затуханием, менее 1 % на метр.

Таким образом, если в пределах одного кожуха имеются источники и приемники наводки, работающие на волнах, длина которых короче удвоенной длины наибольшей стороны кожуха, то между ними возможна связь через электромагнитное поле излучения. Этот же вид паразитной связи возможен и между частями устройства, расположенными в различных блоках или отсеках, если они соединены волноводом.

Волны длиннее критической в волноводе распространяться не могут, и в нем остается только поле, наблюдаемое в непосредственной близости от источника и быстро затухающее по мере удаления от него.

7.1.7. Паразитная связь через общее полное сопротивление

В конструкции РЭА и ее узлов часто обнаруживаются паразитные общие сопротивления $Z_{общ}$, входящие одновременно в цепи источников и

приемников наводки. Из эквивалентной схемы такого включения (рис. 7.7) следует, что на входе приемника наводки получается напряжение

$$\dot{U}_n = \frac{E_{ист} \dot{Z}_{общ}}{\dot{Z}_{ист} + \dot{Z}_{общ}}. \quad (7.14)$$

Так как обычно $Z_{ист} \gg Z_{общ}$, то, пренебрегая $Z_{общ}$ в знаменателе, получаем

$$\dot{U}_n = E_{ист} \frac{\dot{Z}_{общ}}{\dot{Z}_{ист}}, \quad (7.15)$$

где $\beta = U_n/E_{ист}$ – коэффициент паразитной связи.

Получим:

$$\beta = Z_{общ}/Z_{ист}. \quad (7.16)$$

Связь через общее сопротивление является чаще других встречающимся видом паразитной связи. Это, прежде всего, связь через внутреннее сопротивление и соединительные провода источников питания или управления работой радиоэлектронного устройства (рис. 7.8). Через цепь источника питания протекают токи всех частот, составляющих спектр сигнала источника наводки. Эти токи дают падение напряжения на всех сопротивлениях, включенных в цепь питания. Часть сопротивлений $Z_{общ}$ оказывается включенной в цепи приемника наводки, и напряжение U_E , снимаемое с $Z_{общ}$, является наводимым напряжением. Величина сопротивления $Z_{общ}$ зависит от частоты наводимого напряжения. Для постоянного тока и очень низких частот это в основном сопротивление дросселей фильтра и диодов выпрямителя или внутреннее сопротивление химических источников питания, для звуковых частот – активное сопротивление соединительных проводов и емкостное сопротивление выходного конденсатора фильтра питания. На высоких частотах величина $Z_{общ}$ зависит в основном от индуктивного сопротивления соединительных проводов и конденсаторов фильтра питания.

Индуктивности проводов и распределенные емкости монтажа могут образовывать резонансные контуры. При неудачном сочетании величин индуктивности и емкости величина $E_{общ}$ на некоторых высоких частотах может быть велика.

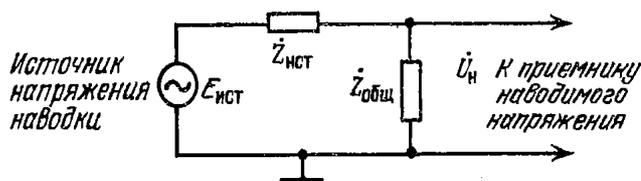


Рис. 7.7. Эквивалентная схема паразитной связи через общее сопротивление

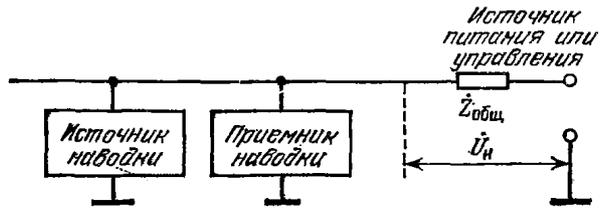


Рис.7.8. Паразитная связь через внутреннее сопротивление источников питания или управления

К этому же виду паразитной связи относится (рис. 7.9) связь через общие лепестки присоединения к корпусу, общие отрезки проводов и общие участки корпуса, по которому протекают блуждающие токи. Чем выше частота, тем больше вероятность проявления такой связи.

Велика вероятность получения паразитной наводки при использовании «земляной шины» (рис. 7.10, а), по которой протекает большой ток I , для подключения к корпусу чувствительных элементов, способных оказаться приемниками наводки. В этом случае наводимое напряжение $U_n = I \cdot Z_{общ}$ может оказаться значительным несмотря на малое сопротивление общего участка шины. Также осторожно нужно подходить к использованию проводников печатных плат (см. рис. 7.10, б) для присоединения различных деталей и узлов к общему корпусу устройства.

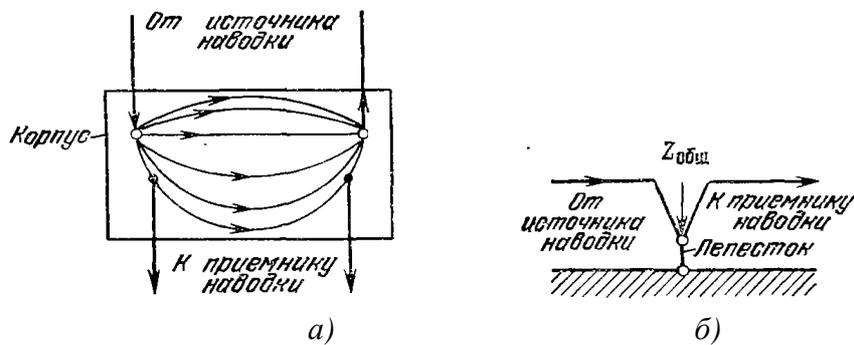


Рис. 7.9. Виды паразитной связи:

а – через общий лепесток; б – через общий участок корпуса

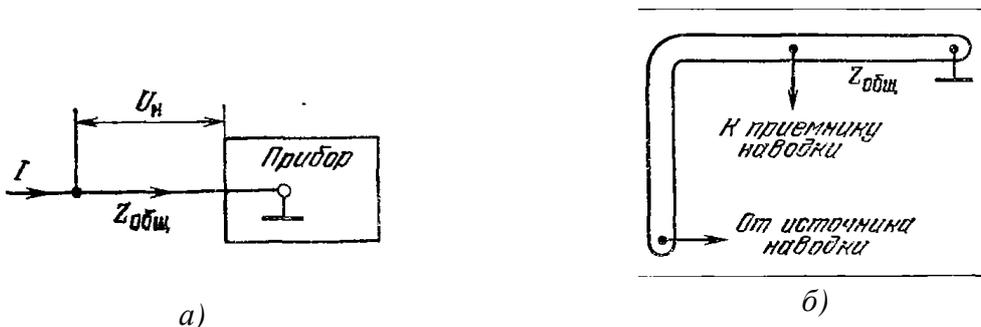


Рис. 7.10. Наводка через общий провод присоединения к корпусу

7.1.8. Искажение формы наводимых импульсов, вызываемое частными видами паразитных связей

Если источник наводки работает синусоидальными колебаниями, то на входе приемника наводки получаются такие же колебания, независимо от вида и конкретных данных линейной цепи паразитной связи. Действие ее заключается только в изменении величины напряжения и в сдвиге его фазы.

Когда источник наводки выдает импульсы или другие напряжения несинусоидальной формы, цепь паразитной связи может вносить в них различные искажения, зависящие от ее вида и параметров. Знать эти искажения особенно полезно при экспериментальном подавлении наводок. Как это принято в импульсной технике, ниже разбирается форма импульсов на входе приемника наводки, получающаяся при идеальных прямоугольных импульсах на выходе источника наводки. При пользовании приводимым материалом необходимо учитывать, что источник наводки далеко не всегда выдает строго прямоугольные импульсы и что приемник наводки вносит свои искажения. В результате наблюдаемая форма наведенных импульсов в большей или меньшей степени отличается от показанной на приводимых ниже рисунках. Анализ этих отклонений может облегчить поиск цепей паразитной связи.

Если паразитная связь между источником и приемником наводки происходит через общее активное сопротивление (рис. 7.11, *a*), то видеопульс источника попадает на вход приемника наводки без изменения формы. Его амплитуда только уменьшится в результате действия делителя, составленного из резисторов R_1 и R_2 .

Если паразитная связь осуществляется через общую большую емкость, например, через выходной конденсатор фильтра питания (см. рис. 7.11, *б*), то начиная с момента t_1 , соответствующего фронту импульса источника (см. рис. 7.12, *a* и *б*), связывающая емкость будет медленно заряжаться (или разряжаться) вплоть до момента t_2 , соответствующего срезу импульса источника. За время τ_1 напряжение на конденсаторе успеет повыситься на величину Δ , на которую он и должен разрядиться до следующего импульса. Таким образом, при связи через общую большую емкость на приемнике наводки получаются импульсы с сильно растянутыми краями. Эта цепь паразитной связи действует как интегрирующая.

При связи через общую небольшую индуктивность (см. рис. 7.11, *в* и 7.12, *в*) в момент t_1 через нее проходит быстро нарастающий ток, наводящий напряжение $L di/dt$, падающее по мере установления тока. В момент t_2

этот ток быстро падает и наводит напряжение обратного знака. В результате на входе приемника наводки получаются два коротких импульса разных знаков в моменты, соответствующие краям импульса источника наводки. Эта цепь паразитной связи действует как дифференцирующая.

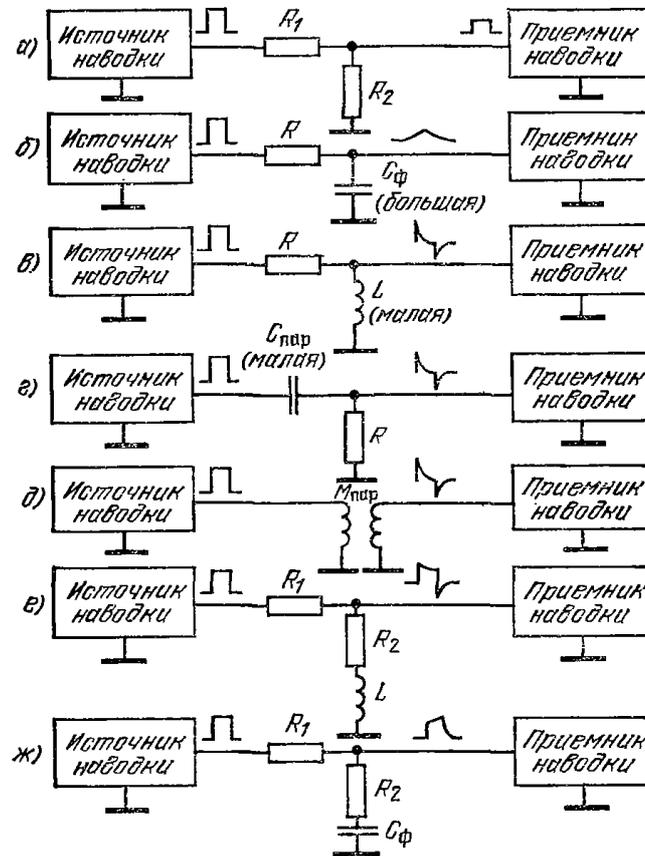


Рис. 7.11. Возможные варианты паразитной наводки прямоугольного импульса

Такое же дифференцирование возникает при связи через паразитную емкость $C_{пар}$, которая всегда невелика (см. рис. 7.11, г и 7.12, г). Здесь в момент времени t_1 через сопротивление протекает максимальный зарядный ток, быстро спадающий затем по мере заряда емкости $C_{пар}$. В момент t_2 происходит разряд емкости $C_{пар}$ и по сопротивлению протекает разрядный ток обратного знака.

Связь через паразитную взаимную индуктивность (см. рис. 7.11, д и 7.12, д) эквивалентна передаче импульсов через трансформатор с малой индуктивностью (пик-трансформатор), который дифференцирует импульсы, так как в моменты времени t_1 и t_2 на индуктивности, соединенной с приемником наводки, возбуждаются быстро спадающие напряжения $\pm M_{пар} \frac{di}{dt}$.

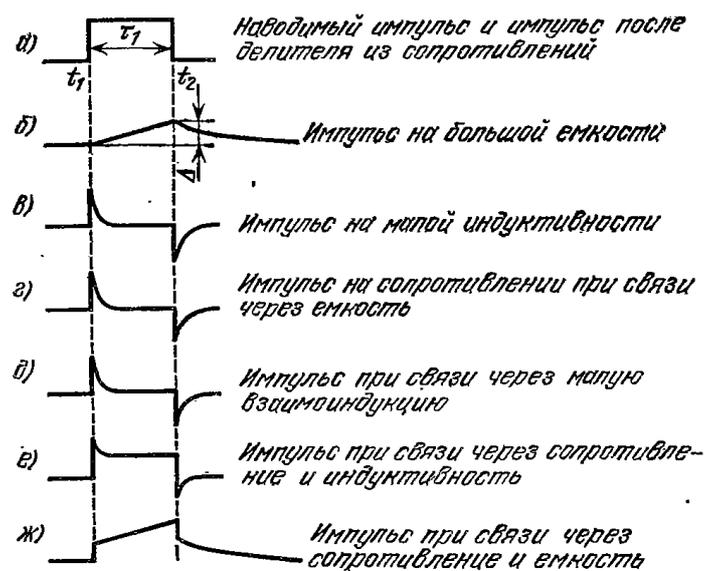


Рис 7.12. Форма импульсов при различных вариантах паразитной связи

Наличие одновременно двух видов связи приводит к более сложным формам напряжения на входе приемника наводки. Так, например, при связи через общие последовательно соединенные сопротивление и индуктивность (см. рис. 7.11, *e*) на вход приемника наводки поступает напряжение, форма которого получается как результат суммирования кривых (см. рис. 7.12, *a* и *в*), показанный на рис. 7.12, *e*; при связи через общие последовательно соединенные сопротивление и емкость получается сумма кривых (см. рис. 7.12, *a* и *б*), показанная на рис. 7.12, *ж*. Сравнивая эти рисунки с показаниями осциллографа на выходе приемника наводки, можно определить вид паразитной связи. Если форма наблюдаемых импульсов заметно отклоняется от показанных на рис. 7.12, а искажения, вносимые источником и приемником наводки, проверены, то причину отклонений следует искать в одновременном действии нескольких вариантов паразитной связи. В вариантах, показанных на рис. 7.11, могут оказаться еще дополнительные паразитные емкости и индуктивности, образующие с некоторыми цепями резонансные контуры, в которых может возникнуть ударное возбуждение, накладывающееся на импульсы (рис. 7.12).

К виду связи через паразитную емкость (см. рис. 7.11, *z*) относится связь через запертые транзисторы и лампы или через лампы с выключенным накалом. При подаче на такой запертый элемент видеоимпульсов достаточной амплитуды в коллекторной, стоковой или анодной цепи получают паразитные остроконечные импульсы (см. рис. 7.12, *z*), которые накладываются на полезные импульсы, снимаемые с коллектора или анода. Здесь роль $C_{нар}$ играет емкость запертого коллекторного перехода C_k или емкость анод – сетка $C_{га}$, или емкость, затвор – сток $C_{зс}$.

7.2. Физические процессы, протекающие в элементах и компонентах РЭС при воздействии электромагнитных помех

Здесь рассмотрены механизмы возникновения помех в резисторах, конденсаторах и индуктивных катушках. Номинальные значения основных параметров этих радиоэлементов не обеспечиваются на частотах выше 100 МГц.

В некоторых случаях значительное уменьшение номинальных значений сопротивления, емкости и индуктивности наблюдается уже на частотах, близких к 1 МГц. Это обусловлено влиянием паразитных емкостей и индуктивностей конструкции этих радиоэлементов.

7.2.1. Резисторы

Различают следующие типы резисторов: углеродистые, композиционные, пленочно-углеродистые, металлопленочные и проволочные.

Резистивный материал композиционных резисторов представляет смесь тонкодисперсного углерода со связующим веществом. Такая смесь может либо наноситься на изоляционное основание и подвергаться спеканию, либо отливаться в форму с запрессованными выводами. Имеется два типа композиционных резисторов – объемные и пленочно-композиционные.

Объемные резисторы покрываются фенольной смолой и иногда заключаются в керамическую трубку. Выводы закрепляются связующим составом. Основанием пленочных композиционных резисторов служит внешняя поверхность стеклянной трубки, которая после спекания резистивного слоя запрессовывается вместе с выводами в фенольную смолу. Пленочно-углеродистые и металлопленочные резисторы изготавливаются обычно нанесением тонкой пленки резистивного материала на изоляционное основание. Толщина пленки тщательно контролируется, затем наносится защитное покрытие.

Резисторы перечисленных типов эффективно работают на частотах до 400 МГц.

Пленочные резисторы, применяемые в микроэлектронике, представляют собой тонкий слой кремния, нанесенного на керамическое основание, или слой металла, осажденного на полупроводниковое основание. Из-за малых размеров эти резисторы характеризуются незначительным диапазоном номинальных значений сопротивления и наличием емкостных и активных утечек. Кроме того, если используется полупроводниковое основание, малые размеры таких резисторов могут приводить к образованию в последнем нежелательных р-п-переходов.

Проволочные резисторы выполняют в виде катушки на изоляционном основании. Такая конструкция отличается повышенными собственными индуктивностью и емкостью, что может изменять номинальное значение сопротивления резистора на высоких частотах.

Наилучшие собственные параметры имеют проволочные резисторы из двух параллельных обмоток, намотанных в противоположных направлениях. В частности, собственная индуктивность таких резисторов примерно на два порядка меньше, чем у обычных.

Композиционные резисторы характеризуются тем, что их сопротивление по постоянному току может быть больше, чем по переменному. Это обуславливается шунтирующим действием распределенной емкости, образованной большим количеством электропроводных частиц в композиционном резистивном материале. Уменьшить влияние этой емкости и связанные с нею потери можно, применяя композиционный материал с небольшим количеством диэлектрика. Улучшить характеристики композиционных резисторов можно также, уменьшая поперечное сечение и увеличивая длину резисторов. Из-за наличия большого количества диэлектрика в композиционном материале такие резисторы имеют больший разброс номинальных значений сопротивлений, чем резисторы других типов. Поверхностный эффект в резистивном материале приводит к увеличению сопротивления резисторов с ростом рабочей частоты.

Эквивалентная схема непроволочного резистора (рис. 7.13) учитывает шунтирующую емкость.

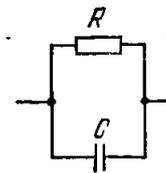


Рис. 7.13. Эквивалентная схема резистора на низких частотах

Для типового композиционного резистора мощностью 1 Вт $C = 0,3$ пФ эквивалентная схема резистора, расположенного вблизи обратного провода и работающего на такой частоте, что емкость резистор – обратный провод имеет заметное влияние, а влияние распределенной емкости C_d самого резистора еще несущественно, приведена на рис. 7.14.

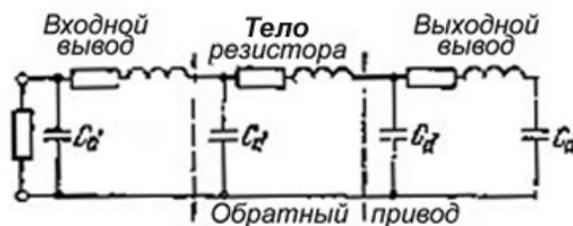


Рис. 7.14. Эквивалентная схема резистора, расположенного вблизи обратного провода

Проволочные резисторы характеризуются относительно большими значениями последовательной индуктивности и распределенной емкости (рис. 7.15). Поверхностный эффект также влияет на значение их сопротивления. Все резисторы являются источниками теплового и токового шума.

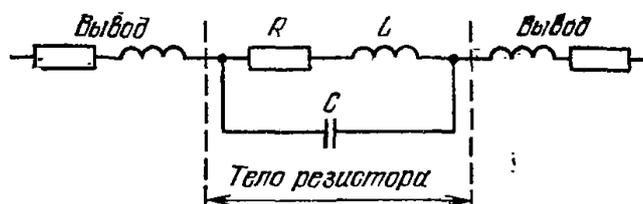


Рис. 7.15. Эквивалентная схема проволочного резистора

Приведем типичные значения эдс шума (мкВ/В) резисторов в диапазоне от 20 до $20 \cdot 10^3$ Гц:

металлопленочные и проволочные	0,001 – 0,082;
пленочно-углеродистые	0,05 – 0,86;
композиционные	0,4 – 4,6.

В дефектных резисторах или при неправильной технологии их производства эдс шума может превышать указанные значения.

В диапазоне частот приблизительно до 10 МГц за счет рационального конструирования (уменьшение длины выводов, правильное взаимное расположение элементов) можно уменьшить влияние собственных и взаимных индуктивностей при незначительных емкостных и диэлектрических потерях.

В табл. 7.1 приведены индуктивные параметры на частоте 1 МГц резисторов диаметром 3,8 мм и длиной корпуса 10,2 мм с выводами диаметром 1 мм, длиной 4,5 – 25 мм, обратный провод имеет такую же форму, что и резистор (т.е. диаметр 3,8 мм на участке, параллельном корпусу резистора, и диаметр 1 мм на участках, параллельных выводам резистора), и расположен строго напротив него.

Таблица 7.1

Расстояние от обратного провода, мм	L , нГ	X_L , Ом	L , нГ	X_L , Ом
	резистор без выводов		выводы отдельно	
6,5	2,7	0,017	21	0,13
25,5	8,0	0,050	35	0,22
51	10,7	0,067	43	0,27

Емкость между концами корпуса резистора мощностью 0,5 Вт лежит в пределах 0,1 – 0,5 пФ. Индуктивность и емкость спиральных резисторов могут иметь довольно широкий диапазон значений.

Под воздействием сильных электромагнитных полей резисторы могут разогреваться, что приводит к изменению их сопротивления. Следует иметь в виду, что если композиционные резисторы лишь разогреваются в таких полях, то проволочные и спиральные резисторы могут вести себя как индуктивные катушки.

Причины возникновения шума в переменных резисторах следующие:

- инородные частицы, попадающие с ползуна на резистивный слой;
- пылевые частицы или химические примеси;
- окисная пленка на контактирующих поверхностях;
- неточности изготовления;
- статическое электричество, возникающее при трении ползуна по резистивному слою;
- термоэлектрические явления, обусловленные тепловыми воздействиями (внешними и возникающими при трении).

Шум может возникать также из-за высокой плотности тока в контактной паре ползун – резистивный элемент, например, при использовании композиционных или металлокерамических резисторов.

Изменение контактного сопротивления при разогреве может привести к искрению и возникновению белого шума. Искрение может возникать также в проволочных резисторах при переходе ползуна от одного витка к другому. В прецизионных переменных резисторах уровень шума обычно меньше 100 мВ.

В табл. 7.2 приведены типичные значения эдс шума переменных резисторов при токах 0,01 – 1 мА.

Таблица 7.2

Сопротивление резистора, кОм	эдс шума [В] при токе резистора		
	1 мА	0,1 мА	0,01 мА
1	0,01 – 0,03	0,002	0,0002
10	0,15 – 0,25	0,02	0,002
100	1,0 – 4,0	0,3	0,035

В табл. 7.3 приведены некоторые помехообразующие факторы и их воздействие на различные устройства, в которых используются резисторы.

Помехообразующие факторы

Помехообразующий фактор	Тип резистора или способ его использования	Вызываемый эффект
Емкость между выводами	В аттенуаторе	Прохождение ВЧ сигнала к точке, не заземленной по переменному току
Общая емкость (включая емкость между землей и выводами)	Нагрузочное анодное сопротивление усилителя в цепи обратной связи	Частотно-зависимые фазовые сдвиги составляющих сигнала
Индуктивность	Шунтирующий резистор в аттенуаторе Любое использование	Изменение полного сопротивления с частотой. Особенно заметно у низкоомных резисторов на частотах ниже 100 МГц Сдвиг фаз, изменение полного сопротивления
Воздействие высокочастотных полей	Композиционные и металлопленочные резисторы Проволочные резисторы	Изменение сопротивления и перегрев Возникновение эдс самоиндукции, пропорциональной числу витков и напряженности поля (действует на другие цепи)

7.2.2. Конденсаторы

В широком диапазоне частот эквивалентная схема большинства (неэлектролитических) конденсаторов соответствует показанной на рис. 7.5, а, электролитических – на рис. 7.6. Наличие собственной индуктивности, емкости и активного сопротивления выводов конденсатора ограничивает скорость заряда (разряда) конденсатора при скачке приложенного напряжения. Эти факты следует учитывать при конструировании высокочастотных или времязадающих цепей.

Шунтирующая проводимость образуется за счет токов утечки, возникающих в диэлектрике конденсатора под воздействием напряжения на его обкладках. Токи утечки в неэлектролитических конденсаторах обычно невелики, но в прецизионных конденсаторах они должны быть как можно меньше. Относительно велики токи утечки у некоторых типов электролитических конденсаторов.

Шунтирующая проводимость сказывается как при мгновенных, так и при медленных изменениях приложенного напряжения. Наличие этой проводимости приводит к энергетическим потерям, разогреву конденсатора и изменению $\cos\phi$ цепи.

Накапливание энергии в диэлектрике обуславливает сохранение заряда на обкладках конденсатора после его отключения. В высоковольтных

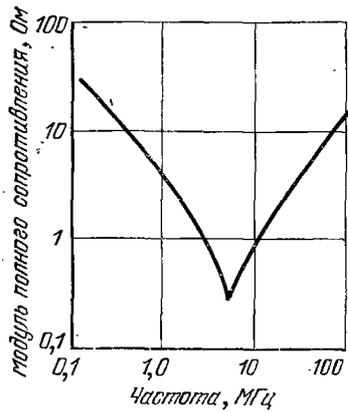


Рис. 7.16. Зависимость модуля полного сопротивления конденсатора емкостью 0,05 мкФ с выводами длиной 6,5 мм от частоты

цепях уровень остаточного напряжения может быть опасным для обслуживающего персонала, поэтому должны быть предусмотрены специальные средства для разряда конденсатора после снятия с него напряжения.

Собственная резонансная частота конденсатора зависит от большого числа факторов: от его размеров, свойств диэлектрика, емкости, индуктивности выводов, индуктивности обкладок и т.д. Обращает на себя внимание потеря емкостных свойств конденсатором на частотах, превышающих 5 МГц (рис. 7.16), где он ведет себя уже как индуктивность.

При использовании такого конденсатора в качестве фильтрующего элемента в 50-омной линии затухание, обеспечиваемое этим элементом, на частотах выше 4 МГц, уменьшалось бы до недопустимого уровня (рис. 7.17).

При использовании же в аналогичных целях проходного конденсатора емкостью 0,05 мкФ такое явление не наблюдается из-за его незначительной индуктивности.

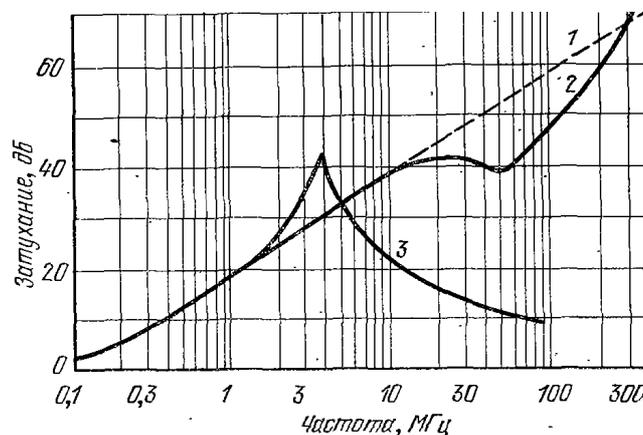


Рис. 7.17. Фильтрующее действие конденсаторов емкостью 0,05 мкФ: 1 – идеального; 2 – проходного; 3 – с проволочными выводами длиной 100 мм

- В дисковых конденсаторах возможны следующие типы резонансов:
- на низких частотах, обусловленный длиной выводов;
 - на средних и высоких частотах, обусловленный внутренними конструктивными соединениями;
 - собственный на высоких частотах.

Широкое применение находят конденсаторы, в которых используется керамический диэлектрик (на основе титаната бария). Такие конденсаторы имеют меньшие габаритные размеры, чем бумажные или слюдяные. Однако следует учитывать, что некоторые керамические конденсаторы чрезвычайно чувствительны к перепадам температуры, что значительно снижает их эффективность при температурах, близких к 40 и +100 °С. Например, один из типов проходных керамических конденсаторов с номинальной емкостью 1000 пф при температуре –40° С имеет емкость лишь 330 пФ.

В связи с этим следует отметить, что при гарантируемом рабочем температурном диапазоне от –55 до +85 °С номинальное значение емкости обеспечивается лишь для интервала 20 + 1 °С. То же можно сказать и о диапазоне рабочих напряжений: при гарантированном рабочем напряжении 500 В номинальное значение емкости сохраняется только при напряжении 0,5 – 5 В постоянного тока. Существенно, что, например, при приложенном напряжении 500 В и токе через проходной конденсатор (используемый в качестве одноэлементного фильтра) порядка 25 А эффективное затухание помех, вносимое таким конденсатором, при температуре +25 °С уменьшается до 20 дБ. Это показывает, что условия эксплуатации должны тщательно учитываться при применении керамических конденсаторов.

Танталовые конденсаторы также характеризуются незначительными размерами и массой. Они отличаются друг от друга типом анода: с твердым анодом, анодом из фольги и с влажным анодом. Танталовые конденсаторы с твердым анодом обладают очень большими удельной емкостью и рабочим напряжением на единицу объема. Проходные конденсаторы этого типа эффективны на частотах до 5 ГГц.

Конденсаторы первого из этих типов можно использовать лишь на относительно низких частотах из-за большой внутренней индуктивности. Чтобы расширить рабочий диапазон частот таких конденсаторов, иногда параллельно им подключают бумажные или керамические конденсаторы небольшой емкости.

В танталовых конденсаторах с влажным анодом электролитом является гель, и поэтому им не свойственны недостатки конденсаторов первых типов, которые корродировали из-за утечки электролита. Кроме того, они обладают наименьшими размерами и наибольшей емкостью на единицу объема (по сравнению с другими типами танталовых конденсаторов).

Танталовые конденсаторы изготавливают на напряжения до 300 В с анодом из фольги, до 125 В – с влажным анодом и до 50 В – с твердым анодом. Для них характерны значительно меньшие утечки при низких

температурах, чем у других электролитических конденсаторов, наименьшие утечки при высоких температурах, длительный срок хранения и наименьшие утечки по окончании этого срока.

Общая индуктивность конденсатора представляет собой сумму внутренней индуктивности электродов и внешней индуктивности выводов. Типичные значения внутренней индуктивности в наногенри различных типов конденсаторов приведены в табл. 7.4.

Таблица 7.4

Значения внутренней индуктивности различных типов конденсаторов

Тип конденсатора	L , нГн
Фарфоровые и керамические	1,4
Танталовые с влажным анодом	25
Танталовые с твердым (пористым) анодом	20
Танталовые с анодом из фольги, цилиндрической формы, с проволочными выводами	50
Танталовые с анодом из фольги, прямоугольной формы, с лепестковыми выводами	23

Индуктивность выводов может быть вычислена по формуле для собственной индуктивности прямого круглого медного провода. Например, индуктивность выводов диаметром 0,6 мм равна 3,7 нГ при длине выводов 6,4 мм и 22 нГ при длине выводов 25,4 мм. В табл. 7.5 приведены различные виды и способы устранения помех, возникающих в конденсаторах.

Таблица 7.5

Виды и способы устранения помех, возникающих в конденсаторах

Помехообразующий фактор	Причина	Способ устранения
Скачки тока через конденсатор	Совместное воздействие тепла и напряжения	Включение последовательно нескольких конденсаторов для уменьшения приложенного напряжения. Применение самовосстанавливающихся конденсаторов (типа танталовых, с анодом из фольги)
Случайный шум в ВЧ конденсаторах (серебряно-керамических и слюдяных с серебряными обкладками)	Плохая адгезия серебра с диэлектриком, обуславливающая случайные и внезапные изменения емкости	Замена конденсатора качественным

Помехообразующий фактор	Причина	Способ устранения
Мерцание электролитического конденсатора	Превышение допустимого напряжения или перегрев конденсатора	Непревышение допустимых значений напряжения и температуры
Шумовые выбросы при заряде и разряде конденсатора на очень низких частотах	Разряд в диэлектрике (особенно характерно для полистирола и кварца, используемых в качестве диэлектрика)	Отказ от применения конденсаторов с этими диэлектриками на очень низких частотах. Предпочтительность электролитических конденсаторов
Импульсы шума в полиэтиленовых конденсаторах	Полимеризация полиэтилена, продолжающаяся при эксплуатации	Использование конденсаторов с другим диэлектриком
Случайный шум в полиэтиленовых, кварцевых или слюдяных конденсаторах (особенно при малых емкостях)	Ионизация диэлектрика, обусловленная воздействием света, радиоактивных частиц, рентгеновского излучения	Экранирование или другие средства защиты
Повышенное или пониженное затухание на некоторых частотах	Резонансные явления	Правильный выбор конструкции и монтажа конденсаторов, экранирование
Конденсатор ведет себя как цепь, имеющая индуктивный характер	Индуктивность выводов слишком велика даже при их незначительной длине	Использование параллельно включенных конденсаторов, соединенных кратчайшими проводниками с обратным проводом: коаксиального или полоскового провода, расположенного как можно ближе к обратному проводу

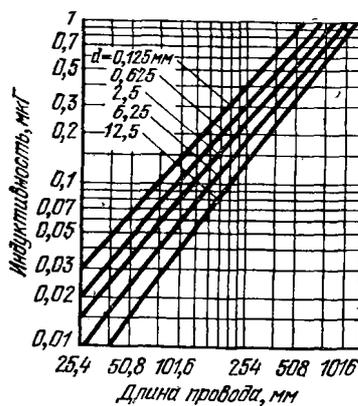


Рис. 7.18. Зависимость собственной индуктивности прямого провода круглого сечения от его длины

7.2.3. Индуктивные катушки

Индуктивность образуется одним или несколькими витками провода. Индуктивность прямого провода круглого сечения зависит от его диаметра и длины (рис. 7.18)

Эквивалентная схема индуктивной катушки наряду с индуктивностью включает сопротивление, межвитковую емкость, емкость между обмотками и землей, экраном и другими цепями (рис. 7.19).

Наличие межвитковой емкости катушки приводит к параллельному резонан-

су на определенной частоте. Характеристиками катушек являются рассеяние магнитного потока, восприимчивость к внешним магнитным полям, уровень создаваемых ими помех и стабильность параметров, степень насыщения сердечника (для катушек с сердечником).

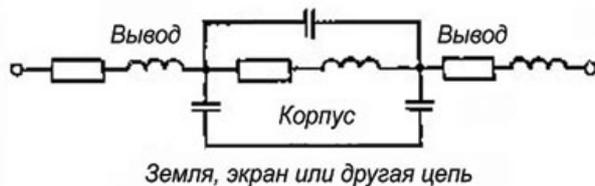


Рис. 7.19. Эквивалентная схема индуктивной катушки

В высокоточных цепях стабильность параметров имеет существенное значение. Под воздействием тепла или влаги увеличиваются диэлектрические потери катушки, что может привести к ухудшению параметров цепи.

Взаимная индуктивность, характеризующая электромагнитную связь катушек, уменьшается с расстоянием и имеет наименьшее значение, когда оси катушек взаимно перпендикулярны.

Для уменьшения влияния внешних электрических и магнитных полей и влияния поля самой катушки на прочие элементы используются электростатические и магнитные экраны.

В табл. 7.6 приведены некоторые причины и способы устранения помех в катушках.

Таблица 7.6

Причины и способы устранения помех в катушках

Явление	Причина	Способ устранения
Нежелательное прохождение или, наоборот, отсутствие сигнала	Паразитный резонанс	Правильное конструирование и экранирование
Повышенные потери мощности	Поверхностный эффект, сопротивление проводника, вихревые токи, потери на гистерезис	Употребление многожильного провода, немагнитного сердечника, тороидальной намотки
Изменение эффективной индуктивности	Распределенная емкость создает кажущееся изменение индуктивности	Уменьшение распределенной емкости*
Помехи, обусловленные взаимной индуктивностью	Геометрическая близость двух катушек, катушки и проводника или любых двух элементов различных цепей	Увеличение расстояния между элементами, экранирование, взаимная перпендикулярность осей катушек и элементов цепей
Переходные процессы	Подключение или отключение тока	То же, что для электромагнитных реле

* За счет секционирования обмотки или введения шаговой намотки (в зависимости от частотного диапазона)

7.2.4. Изоляторы

Сопротивление изолятора не является бесконечным, так как в нем имеются токи утечки.

Искровой разряд, при котором небольшие токи текут по поверхности изолятора, является сильным источником помех. Он возникает из-за загрязненности, наличия влаги, твердых электропроводных частиц на поверхности изолятора, изменения физико-химических свойств изолятора или при повышении напряжения сверх допустимого. Разряд через цепь с низким сопротивлением может привести к выделению значительной энергии и мгновенному разрушению изолятора. Если же сопротивление цепи велико, искровой разряд происходит медленно, дуга во время своего действия меняет направление, возникая и исчезая в различных участках изолятора. Такие явления приводят к излучению широкополосных помех.

Другой вид разряда – коронный, концентрируясь в одной точке, сопровождается сильной ионизацией воздуха, видимым излучением и шумом. При коронном разряде изолятор частично теряет свои свойства – по его поверхности текут небольшие токи. Диэлектрические потери, характеризуемые тангенсом угла диэлектрических потерь, ведут к снижению эффективности изолятора за счет поглощения мощности и появлению нежелательных взаимодействий с другими цепями. Это особенно важно учитывать в конструкциях коаксиальных линий и конденсаторов. Применяя соответствующие рабочему диапазону частот материалы, такие, как полиэтилен или фторопласт, можно устранить влияние этих потерь.

В газонаполненных полостях или пустотах внутри изолятора может возникать коронный разряд, медленно разрушающий изолятор и являющийся одновременно источником помех. Внутренний пробой изолятора вызывает такие же колебания тока, как и поверхностный разряд. Места возникновения дуги внутри изолятора перегреваются, в них происходит физико-химические изменения материала, локальное уменьшение сопротивления и ускоренное местное разрушение изолятора.

7.2.5. Кабельные изделия

Влияние поверхностного эффекта в проводах можно уменьшить, используя печатный монтаж. Применение трубчатого полого провода позволяет одновременно уменьшить его собственную индуктивность. Такая

конструкция часто используется в высокочастотном оборудовании и в мощных передатчиках.

В ряде случаев наиболее эффективным материалом для изоляции проводов в кабеле является фторопласт, который даже при незначительной толщине обеспечивает хорошую электрическую изоляцию и механическую защиту. Применение фторопласта позволяет увеличить число проводов в кабеле при заданном его диаметре. Однако такое увеличение плотности проводов может вызвать взаимные наводки в цепях из-за увеличения межпроводной емкости; при применении фторопласта эта емкость приблизительно в два раза больше, чем при воздушном диэлектрике.

Относительные диэлектрические постоянные диэлектриков, наиболее часто используемых в кабелях на частоте 1 МГц, следующие:

Воздух	1,0
Полиэтилен	2,26
Поливинилхлорид (хлорвинил)	3,52
Бумага	2,99
Нейлон	3,14
Фторопласт (тефлон)	2,0
Вода	78,2

Как видно из приведенных данных, попадание влаги во внутрикабельное пространство недопустимо.

Следует иметь в виду, что высоковольтные шины могут быть источниками значительных электростатических полей в острых углах или выступах. Это приводит к ионизации воздуха вблизи таких точек и образованию коронного разряда (помеха типа белого шума). Минимальный радиус изгиба такой шины должен быть в 10 раз больше ее диаметра; точки контакта и другие неровности должны быть скруглены. Ионизация воздуха, обусловленная скачками напряженности поля вблизи проводника, вызывает ухудшение изоляции или экранирования, что может привести к ухудшению соответствующих характеристик.

7.2.6. Разъемы

Основными помехообразующими факторами, связанными с установкой таких устройств, являются широкополосный шум, обусловленный плохим контактом, паразитные индуктивности и емкости, из-за которых передаются наводки в чувствительные цепи, а также паразитные резонан-

сы токов и напряжений, отраженные и стоячие волны, обусловленные неоднородностями в высокочастотных цепях, нерегламентированное затухание, вносимое в цепь. Идеальный разъем должен иметь:

- бесконечно малое сопротивление;
- химическую инертность контактных поверхностей;
- заданное контактное нажатие в контактной паре;
- незначительное трение в контактной паре с целью уменьшения износа контактов;
- конструкцию, защищающую контактные пары от загрязнений и обеспечивающую хороший контакт экрана проводника с корпусом подключаемого устройства;
- диэлектрические свойства, соответствующие заданным;
- влагозащиту, соответствующую условиям эксплуатации;
- хорошую ремонтпригодность, длительный срок службы, износоустойчивость и другие эксплуатационные характеристики;
- контакты для подключения фильтров (если это необходимо).

Разъемы следует устанавливать в соответствии с техническими условиями. При этом особое внимание нужно уделять соединению экранов проводов с корпусом прибора. Экран должен контактировать с корпусом по всей поверхности, причем сопротивление этого контакта не должно быть более 1 мОм. Зазоры между разъемом и корпусом должны быть закрыты помехопоглощающими прокладками.

К другим мерам можно отнести специальное защитное покрытие контактов, установку заглушек на неиспользуемых разъемах, использование специальных фиксаторов, обеспечивающих неподвижность контактов, правильный выбор материала, обеспечивающего длительный срок службы при надлежащем контактном нажатии и хороший контакт.

Фильтрующие разъемы могут применяться на частотах от 30 МГц до 3 ГГц. На частотах ниже 1 МГц такие разъемы неэффективны, в этом случае эффективнее проходные конденсаторы или фильтры, встроенные в ВЧ разъем.

7.2.7. Устройства, в которых происходят индукционные процессы

Работа этих устройств сопряжена с такими помехообразующими механизмами, как скачки тока и напряжения в связанных с ними цепях и воздействие создаваемых ими магнитных полей на потенциальные рецепторы помехи (РП).

Трансформаторы и дроссели. Поскольку трансформаторы и дроссели работают на значительно бóльших мощностях, чем радиочастотные индуктивные катушки, они являются источниками относительно сильных помех. Обмотка трансформатора или дросселя может быть заключена в металлический экран из материала с низким удельным сопротивлением – экранирующий виток (рис. 7.20).

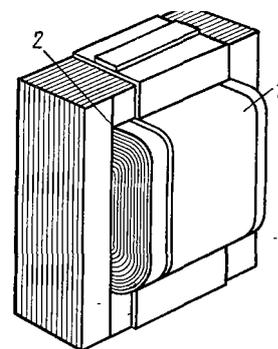


Рис. 7.20. Экранирующий виток (1) в трансформаторе (дросселе) и магнитный зазор (2)

Принцип его работы состоит в следующем. Когда переменное магнитное поле катушки пронизывает такой виток, наведенная эдс благодаря незначительному сопротивлению последнего возбуждает в нем довольно большой ток. Этот ток создает магнитное поле, направление которого противоположно направлению исходного поля обмотки и, следовательно, уменьшает последнее. Очевидно, что экранирующий виток не влияет на магнитное поле постоянного тока.

Трансформаторы питания телевизионных приемников обычно имеют экранирующий виток, так как сильное магнитное поле трансформатора могло бы вызвать нежелательное отклонение электронного луча кинескопа.

Дроссели фильтров питания являются потенциальными источниками наиболее сильных помех, что обуславливается, с одной стороны, большим содержанием гармоник в выпрямленных токах и скачками токов во время отсечки, а с другой – наличием в магнитопроводах зазоров, применяемых для предотвращения насыщения. В этом случае экранирующий виток должен перекрывать также и магнитный зазор. Несимметричная структура полей обуславливает необходимость помещения дросселя в магнитный экран, расположенный на таком расстоянии от дросселя, чтобы предотвратить насыщение этого экрана. Конструкция дросселя (трансформатора), имеющего минимальные массу и размеры, изображена на рис. 7.21.

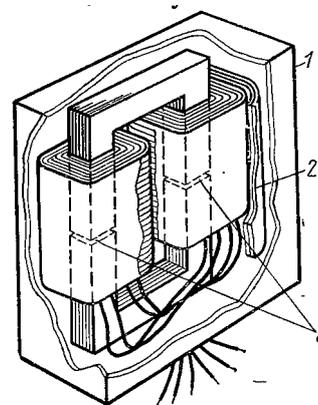


Рис. 7.21. Магнитное экранирование трансформатора (дросселя):
 1 – экран из материала с высокой магнитной проницаемостью;
 2 – экранирующий виток (медь); 3 – воздушные зазоры (в дросселе)

Обмотки в этом случае действуют как экранирующий виток, поскольку окружают магнитный зазор. Из-за магнитного экрана в такой конструкции внешнее поле дросселя или трансформатора примерно на 45 дБ меньше, чем у обычных Ш-образных трансформаторов.

Другим, но не очень надежным, способом уменьшения взаимных наводок между трансформаторами и (или) дросселями является установка их под прямыми углами друг к другу. Этот способ позволяет уменьшить связь между трансформаторами до 20 дБ.

7.2.8. Выключатели и переключатели

При замыкании и размыкании цепей питания с помощью механических контактов возникают помехи в виде электромагнитных колебаний, возбуждаемых скачками в реактивных элементах цепей, связанных с этими устройствами. Кроме того, при случайном замыкании и размыкании цепи, обусловленными вибрацией контактов, появляются высокочастотные колебания с большим числом гармонических составляющих. При резком разрыве цепи возникают переходные процессы, обусловленные эдс самоиндукции, искрение, пробой диэлектриков и другие явления. Все эти процессы – источники помех.

При разрыве цепи с помощью механических контактов между ними возникает искра, представляющая собой дуговой разряд, при котором выделяется энергия, накопленная в распределенных и сосредоточенных реактивных элементах цепей. Искра разрушает поверхность контактов и приводит к появлению сильной широкополосной помехи. Энергия, рассеиваемая в искре, зависит от характера нагрузки разрываемой цепи.

Нагрузка может иметь активный, емкостной или индуктивный характер. Различают два типа реактивных нагрузок – первый характеризуется значительными скачками тока в момент включения относительно установившегося значения (емкостные нагрузки, люминесцентные лампы и электродвигатели); второй отличается значительными скачками напряжения относительно установившегося значения (индуктивные нагрузки). Электродвигатель, например, может вызвать скачок тока при запуске и скачок напряжения при остановке. Активные нагрузки не вызывают скачков тока и напряжения (значения тока и напряжения при переключении не отличаются от установившихся).

Искрение (из-за износа контактов) снижает надежность переключателя. При размыкании цепей постоянного тока длительность дуги можно уменьшить быстрым разрывом цепи, однако обычно время существования дуги в индуктивной цепи постоянного тока превышает 5 мс. При размыкании цепей переменного тока длительность дуги зависит от мгновенного значения напряжения в момент размыкания. Выключатель должен быть сконструирован так, чтобы дуга не возникала вновь после того, как напряжение прошло нулевое значение.

Применение для коммутации полупроводниковых приборов позволяет устранить дуговые явления, но в этом случае возникают помехи типа переходных процессов, которые также требуют специальных средств для их подавления.

Механические выключатели следует изготавливать так, чтобы, с одной стороны, удовлетворить эксплуатационным требованиям, а с другой – не допустить значительного уровня помех при переключении. Это достигается введением специальных цепей для подавления искрения. Когда прерываемый ток велик, для подавления помех эффективно использование фильтров, экранов и проводников малой длины.

Важен также выбор изоляционных материалов, используемых в выключателях. В высокочастотных переключателях используют обычно керамические материалы.

В некоторых типах переключателей применяют скользящий или пакетно-пластинчатый контакт, позволяющий значительно уменьшить искрение, а также связанные с ним эрозию и загрязнение контактов. Пакетно-пластинчатые контакты создают лишь небольшие помехи благодаря постепенному изменению сопротивления контакта в процессе переключения (в течение небольшого промежутка времени с момента вхождения в контакт до полного замыкания и наоборот).

Наилучшими контакторами являются ртутные, поскольку им не свойственны загрязнение и вибрация контактов. Однако такие контакторы должны располагаться только в горизонтальной плоскости. В бортовой (самолетной) аппаратуре применяют вакуумные коммутирующие устройства, замыкающиеся под действием магнитного поля соленоида. В этих устройствах контакты заключены в вакуумированный объем.

Широко распространенным способом исключения помех, обусловленных размыканием контактов, является замена механических переключателей полупроводниковыми вентилями, тиристорами и триаками. Отсут-

ствие помех при этом обусловлено тем, что вольтамперная характеристика упомянутых приборов подобна вольтамперным характеристикам тиратрона. Тиристор закрывается лишь тогда, когда переменный ток, проходящий через него, становится равным нулю независимо от сдвига фаз между током и напряжением. Это выгодно отличает тиристор от механических средств коммутации, которые разрывают цепь независимо от мгновенного значения тока в ней в момент коммутации. Разрыв цепи именно при нулевом мгновенном значении тока позволяет значительно уменьшить возникающие помехи.

Поскольку тиристор проводит ток лишь в одном направлении, то для двухполупериодной работы необходимо встречно-параллельное включение двух тиристоров при соответствующем включении управляющих цепей. Как и диодам, тиристорам свойственны паразитные выбросы напряжений и тока. При открытии тиристора такой скачок возникает, когда прямое смещающее напряжение становится равным напряжению пробоя его р-п-перехода. Обратный импульс тока, возникающий при закрытии прибора, так же как и в обычных полупроводниковых диодах, обусловлен рассасыванием неосновных носителей в р-п-переходах. Длительность этого импульса равна времени, в течение которого в переходах создается зона, обедненная носителями зарядов. Кроме того, вентильный элемент тиристора восприимчив к быстрым скачкам напряжения в цепях: емкостной ток через вентильный элемент тиристора при быстром скачке напряжения открывает прибор даже в том случае, если напряжение анод – катод, приложенное к тиристорам, недостаточно для его отпирания.

7.2.9. Электромагнитные реле

Большинство реле соленоидного типа. Помехи возникают как в переключаемых, так и переключающих цепях реле. Из-за большого числа витков в обмотках и наличия стального сердечника и якоря реле обладают значительной индуктивностью. При прерывании тока в цепи обмотки реле (примерно за 1 мкс) за счет энергии, накопленной в магнитном поле катушки, возникает скачок напряжения, в 10 – 20 раз превышающий напряжение питания обмотки. Этот скачок напряжения имеет крутой фронт, что может вызвать образование дуги в месте разрыва цепи, переходные процессы в цепях и излучение помех. Скорость последующего спада напряжения определяется индуктивностью, распределенной емкостью и сопротив-

лением обмотки. Дуга, возникающая при разрыве цепи, существует до тех пор, пока расстояние между контактами достаточно для ее поддержания. Длительность дуги зависит также от состава окружающей среды и приложенного напряжения.

В идеальном случае переключающие контакты реле должны переходить из полностью разомкнутого к полностью замкнутому состоянию (срабатывать) мгновенно и без искрения. Однако в действительности вследствие вибрации контакта замыкание происходит не сразу. Поэтому в небольших реле (при одном колебании контакта) время срабатывания составляет 10 – 50 мкс. В больших реле возможно несколько колебаний контактов перед полным замыканием и время срабатывания может достигать нескольких миллисекунд.

Вибрация контактов, случайное размыкание или изменение сопротивления контакта под воздействием внешних факторов (удары, ускорения, вибрации) в реле, применяемых в вычислительных системах, могут вызывать ошибки вычислений. Различные методы подавления переходных процессов в реле приведены в табл. 7.8.

Таблица 7.8

Методы подавления переходных процессов в реле

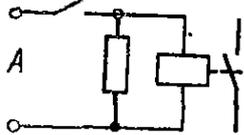
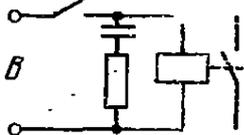
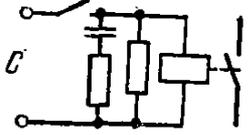
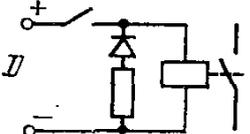
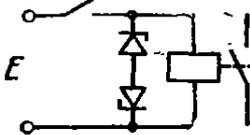
Схема подавления	Напряжение питания	Влияние на переходный процесс	
		при замыкании контактов	при размыкании контактов
 <p>Демпфирующий резистор</p>	Постоянное или переменное	Не влияет	Зависит от сопротивления
<p><i>Примечание.</i> Излишнее потребление мощности, сопротивление должно быть минимальным практически приемлемым. Мощность, выделяющаяся на резисторе, не должна превышать допустимых значений, резистор не должен перегреваться.</p>			
 <p>Емкостная схема</p>	Постоянное	Влияет незначительно	
<p><i>Примечание.</i> Сопротивление порядка нескольких ом. Емкости 0,01 – 1 мкФ. Номинальное напряжение конденсатора должно быть на порядок больше входного напряжения.</p>			

Схема подавления	Напряжение питания	Влияние на переходный процесс	
		при замыкании контактов	при размыкании контактов
 <p>Резистивно-емкостная схема</p>	Постоянное	Влияет незначительно	Зависит от сопротивления
Примечание. То же, что для схем А и В.			
	Только постоянное	Не влияет	Влияет незначительно
Примечание. Диод должен быть включен обратной полярностью. Допустимое пиковое обратное напряжение диода должно превышать с необходимым запасом возможный скачок напряжения за счет переходного процесса. Последовательное сопротивление резистора должно быть порядка нескольких ом, наличие этого резистора позволяет увеличить срок службы.			
	Переменное	Не влияет	
Примечание. Напряжение пробоя должно быть больше входного напряжения. Мощность диодов должна быть достаточной, чтобы они выдерживали ток переходного процесса. Стоимость схемы наибольшая по сравнению со стоимостью остальных.			

При выборе метода подавления переходных процессов в реле рекомендуется дополнительно учитывать следующее:

1. Использование одного конденсатора в помехоподавляющей цепи без последовательного резистора нецелесообразно, так как большой зарядный ток конденсатора может вывести из строя контакты реле или вызвать большие скачки тока в цепях. Сопротивление последовательного резистора в схемах А и В $R \approx 0,1 R_l$ (R_l – омическое сопротивление обмотки реле).

2. Использование схемы из табл. 7.8 позволяет также уменьшить опасность непреднамеренного обратного включения напряжения питания (обмотки) благодаря шунтирующему действию диодной цепи. Большинство германиевых диодов имеют меньшее прямое сопротивление, чем кремниевые, поэтому обратный скачок напряжения в схеме D с германиевыми диодами будет меньше. Однако кремниевые диоды используют чаще, так как они выдерживают большие обратные напряжения и допускают большие токи в прямом направлении. Когда R больше, чем прямое сопротивле-

ние диода (типичный случай), схема *D* работает так же, как схема *A* (см. табл. 7.8). Однако при включенном питании обмотки мощность не теряется, так как резистор *R* отключен. Схема *D* обеспечивает небольшие обратные скачки напряжения. Сопротивление *R* выбирается исходя из допустимого значения обратного скачка напряжения. Включение обмотки реле в коллекторную цепь транзистора увеличивает чувствительность схемы и значительно снижает влияние переходных процессов в цепи обмотки на другие цепи.

3. Применение встречно включенных лавинных диодов (схема *E* в табл. 7.8) также является эффективным методом подавления скачков напряжения при переходных процессах в реле. Этот метод применяется для переменного и постоянного токов.

При отключении питающего напряжения один из диодов ограничивает обратный скачок напряжения. Такая схема обеспечивает средние значения результирующего обратного скачка и постоянной времени между таковыми в резистивно-емкостной схеме (*B* в табл. 7.8) и схеме с одним диодом (*D* в табл. 7.8).

Особое внимание следует уделять подавлению помех, возникающих в реле, при расположении последних вблизи восприимчивых цепей или устройств. Выводы питания реле и сигнальные цепи должны быть изолированы, свиты и (или) экранированы. Иногда необходимо устанавливать фильтры в цепях питания реле и (или) отдельно экранировать сигнальные цепи.

Еще одной из трудностей, связанных с применением реле, являются перекрестные помехи между переключаемыми цепями. В том случае, когда из-за таких помех применение одного реле для переключения одновременно сигналов с низкими и высокими уровнями нецелесообразно, возможны различные варианты схем, обеспечивающих коммутацию входной цепи с двумя или несколькими другими цепями. Одним из примеров такой коммутации является использование многопозиционных коаксиальных реле, в ряде случаев обеспечивающих развязку более 35 дБ на частоте 1 ГГц и более 50 дБ на частоте 100 МГц. Однако такие реле дороги, имеют относительно большие габариты и массу.

Более дешевый способ коммутации показан на рис. 7.22, где для многопозиционного переключения используются три недорогих коаксиальных реле на два положения вместо одного реле на 4 положения.

Эта схема позволяет получить развязку между входной и каждой из подключаемых к ней цепей на 30 дБ больше, чем в схеме с одним многопозиционным реле.



Рис. 7.22. Уменьшение перекрестных помех с помощью коаксиальных однополюсных переключающих реле

Подключив соответствующим образом такие же двухпозиционные реле к нагрузкам, можно получить радиочастотный аттенюатор (рис. 7.23).

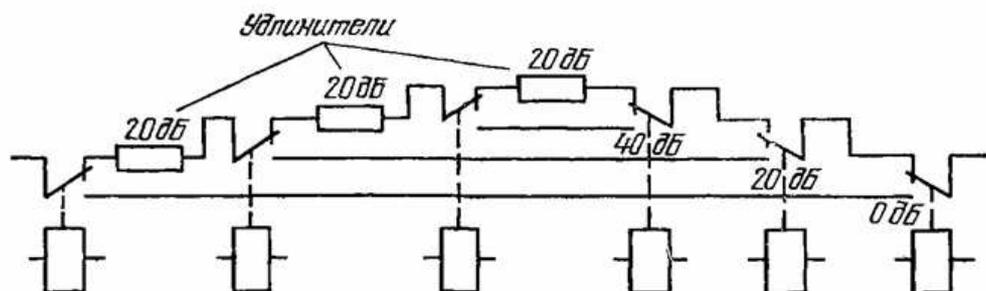


Рис. 7.23. Аттенюатор с дистанционным управлением на 0 – 20 – 40 – 60 дБ на однополюсных реле

Аттенюаторы такого типа позволяют получить затухание до 100 дБ на частоте 1 ГГц при развязке между цепями в каждом реле порядка 30 дБ. КСВ (или рассогласование характеристических сопротивлений) в аттенюаторе подобного типа во всех положениях, кроме положения с нулевым затуханием, получается меньше, чем у аттенюатора, построенного на более дорогих многопозиционных реле.

В последнее время все шире применяют полупроводниковые реле, которые, как и транзисторы и интегральные схемы, обладают большей надежностью, меньшими габаритами и потребляемой мощностью, чем электромеханические реле. Поскольку такие реле не имеют движущихся частей, им не свойственно искрение, что, в свою очередь, является существенным преимуществом при использовании реле во взрывоопасных средах.

Многие реле переменного тока на твердом теле замыкают или размыкают цепи в момент, когда коммутируемое напряжение или ток становится равным нулю, благодаря чему значительно уменьшаются помехи,

связанные с переходными процессами. Это позволяет избежать скачков напряжения в цепях с индуктивной нагрузкой.

Типичное значение контактного сопротивления полупроводникового реле (т.е. отношение падения напряжения на коммутирующих контактах к току через них), рассчитанного на коммутацию тока в 10 А, составляет приблизительно 10 мОм и растет с уменьшением тока нагрузки. Токи утечки такого реле в разомкнутом состоянии, измеренные при напряжении постоянного тока, равном среднеквадратическому значению номинального коммутируемого напряжения реле, составляют несколько миллиампер. Максимальный ток нагрузки этих реле задается обычно при комнатной температуре. Он монотонно убывает при увеличении температуры, а при 100 °С не нормируется.

7.2.10. Активные радиоэлементы

Диоды. При включении диода в прямом направлении в области р-п-перехода накапливаются неосновные носители заряда. Если затем к переходу прикладывается обратное смещающее напряжение, то в течение некоторого времени через него течет ток, обусловленный этими носителями. Время существования такого тока (называемое также временем восстановления или временем переключения) обусловлено скоростью рассасывания неосновных носителей в р-п-переходе, а длительность, форма и амплитуда этого тока зависят от характеристик диода и параметров схемы (рис. 7.24). Выбросы тока имеют широкий спектр и являются источником помех в цепях.

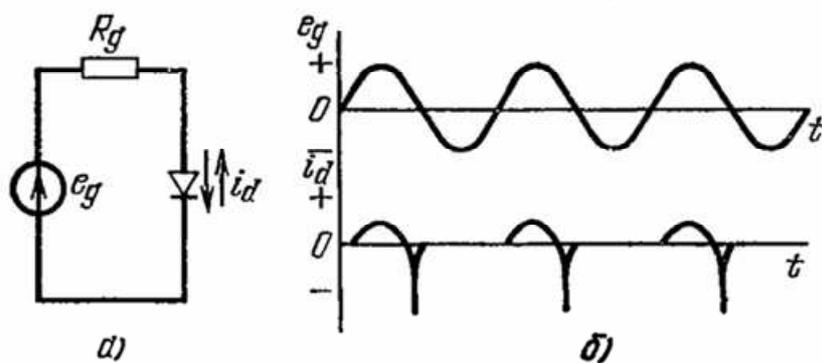


Рис. 7.24. Схема однополупериодного выпрямителя (а) и форма напряжения на диоде и тока через него (б)

При выпрямлении процесс переключения и, следовательно, образования помех периодически повторяется.

В выпрямительных устройствах такие помехи можно уменьшить:

- устанавливая конденсатор параллельно диоду;
- включая резистор последовательно с диодом;
- включая высокочастотный конденсатор между одним и (или) другим выводом диода и землей;
- используя такой режим работы диода, при котором ток через него значительно меньше максимально допустимого для диодов данного типа.

Сглаживающий фильтр, который, как правило, включают после выпрямителя, неэффективен по отношению к рассматриваемым выбросам, поскольку конденсаторы большой емкости, обычно используемые в таких фильтрах, имеют большую последовательную индуктивность.

Поэтому параллельно этим конденсаторам рекомендуется устанавливать конденсаторы малой емкости (на 1 – 2 порядка меньшей, чем у основных).

Диоды используются и для отсечки колебаний, подаваемых на вход соответствующих устройств. Однако чем больше уровень отсечки, тем больше гармонических составляющих содержится в выходном сигнале такого устройства.

Для уменьшения помех, возникающих при коммутациях, необходим правильный выбор параметров диодов и режимов их работы, а именно: диоды должны иметь малый разброс параметров, высокие значения рабочего и допустимого обратного напряжения и малое время восстановления (что характерно для диодов, рассчитанных на значительные токи); диоды должны работать при минимально возможных напряжениях и токах.

Высокочастотный сигнал может вызвать изменение напряжения смещения диода, что приведет к ложному переключению, искажениям или неправильной форме выходного сигнала. Все диоды подвержены пробоем, если ВЧ напряжение, приложенное к диоду, превышает его максимальное обратное напряжение.

Диоды, рассчитанные на небольшую мощность (< 25 мВт), или с большой площадью р-п-перехода (например, точечные) при работе в зоне сильных электромагнитных полей могут поглощать значительную долю энергии поля, что способствует ухудшению их параметров или приводит к перегоранию диода. Диоды с большой площадью р-п-перехода имеют ощутимую емкость перехода (10 – 15 пФ). Энергия, проходящая через эту емкость, складываясь с энергией, нормально проходящей через диод, может привести к перегреву перехода и его разрушению. Поэтому диоды, находящиеся в зоне ВЧ полей, необходимо экранировать.

В усилительных каскадах, где в качестве активного элемента используется туннельный диод, эквивалентные емкости или индуктивности подключенных к нему цепей могут вызвать паразитные колебания (обычно с частотой порядка 1 МГц).

Все стабилитроны являются источниками дробового шума и шума, уровень которого обратно пропорционален частоте. Однако у сплавных стабилитронов уровень шума больше, чем у диффузионных. Вообще говоря, шум растет с увеличением тока, однако для некоторых точек вольт-амперной характеристики стабилитрона характерно отсутствие шума (такой шум называют пятнистым). Большинство стабилитронов имеют эдс шума 0,001 – 1 мВ.

Иногда диоды, имеющие скрытые механические дефекты, под воздействием вибрационных нагрузок становятся источниками постороннего шума в цепях, однако могут нормально работать при отсутствии вибраций.

Транзисторы

Транзисторы, работающие при низких уровнях сигналов, могут иметь повышенную чувствительность к помехам. Шум, характерный для полупроводниковых материалов, может накладывать ограничения на минимальные значения детектируемых и усиливаемых сигналов.

Внутренние сопротивления и емкость транзисторов или время переноса ограничивают рабочую частоту.

В транзисторах различают следующие основные виды шума: тепловой, дробовый (рис. 7.25) и мерцательный (фликкер-шум).

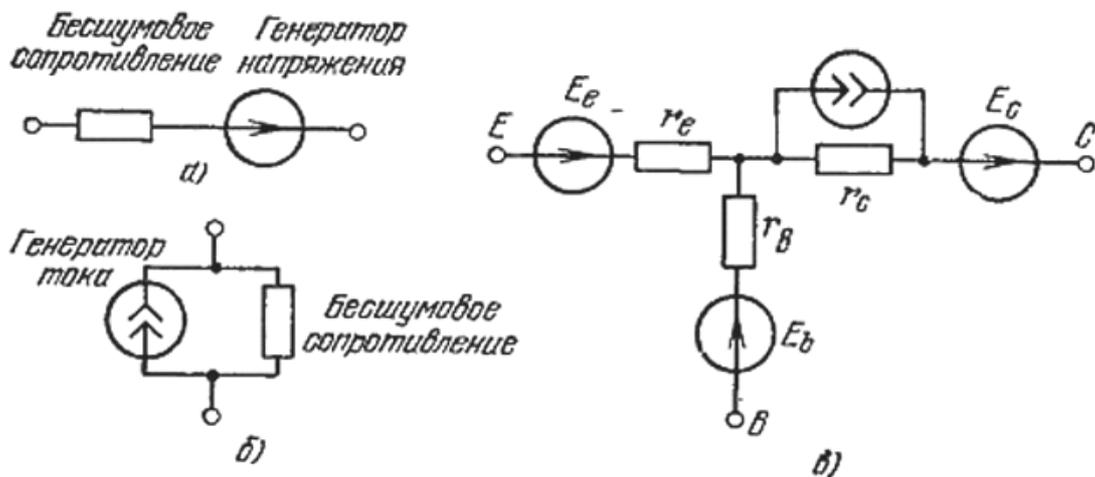


Рис. 7.25. Эквивалентные схемы источников шума, возникающего в транзисторах: а – теплового; б – дробового; в – суммарная для теплового, дробового, мерцательного

Предполагается, что тепловой шум обусловлен случайными движениями дырок и электронов в полупроводнике. Внутренний шум транзистора имеет равномерный спектр (причем мощность шума определяется полосой частот нагрузки) и сохраняет равномерность вплоть до частоты, после которой из-за наличия внутренней емкости прибора усиление транзистора падает. Для полосы частот, например, 5 кГц при нормальной температуре на резисторе 500 кОм выделяется напряжение шума, равное 6 мкВ.

Дробовый шум также является белым и пропорционален числу неосновных носителей, току, температуре и ширине полосы:

$$I_{sn} = 2eIB, \quad (7.17)$$

где I_{sn} – среднеквадратическое значение дробового шума, А; $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; I – постоянный ток, А; B – полоса частот, Гц.

Мерцательный шум имеет спектр мощности, обратно пропорциональный частоте. Этот шум называют также шумом полупроводника; предполагают, что он обусловлен дефектами кристаллической решетки, поверхностными эффектами и связанными с ними утечками носителей заряда. Как видно из рис. 7.26, мерцательный шум преобладает на частотах ниже 10 кГц; на более высоких частотах преобладают тепловой и дробовый шумы. Эквивалентная схема транзистора со всеми тремя источниками шума показана на рис. 7.25, в.

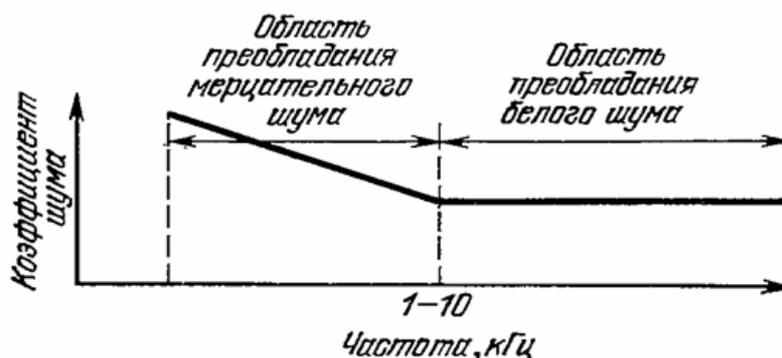


Рис. 7.26. Типичное частотное распределение шума в транзисторе

Один из специфических видов шума возникает в высокочастотных транзисторах (на 100 МГц и выше), если такие транзисторы работают на частотах, существенно меньших их номинальной рабочей частоты. Такой шум обусловлен возникновением паразитных колебаний в рабочей полосе частот. Например, транзистор на 400 МГц при работе на частотах ниже 80 МГц самовозбуждается из-за взаимодействия с паразитными емкостями

и индуктивностями связанных с ним цепей, что приводит к возникновению широкополосного гауссова шума вблизи или ниже той частоты, на которой работает транзистор. Этот шум возникает из-за колебаний внутриэлементных емкостей (емкостей перехода), изменяющихся в широких пределах при изменении приложенного напряжения подобно тому, как это происходит в варакторах.

Транзисторы, работающие в линейном режиме, обычно не являются источниками помех. Если же транзистор работает в режиме переключения, быстрые изменения токов в сигнальных и питающих цепях могут вызывать колебания с частотами 250 кГц – 2 МГц.

Инверторы могут создавать значительные помехи в диапазоне частот 15 – 200 МГц с максимальным значением вблизи 60 МГц. Транзисторы, рассчитанные на токи порядка миллиампера, имеют время переключения порядка наносекунд, а относительно сильноточные устройства – порядка нескольких микросекунд. Таким образом, скорости изменения тока при переключении могут составить порядка 10^7 А/с. «Мягкое переключение», выбор небольших значений тока и его плотности позволяют уменьшить помехи, возникающие при переключении.

Для уменьшения помех более рационально формировать импульсы непосредственно в том месте устройства, где они необходимы, а не подавать их по каким-либо линиям. Эффективным способом подавления помех является также выбор формы импульсов с учетом импульсной характеристики устройства.

Низковольтные транзисторы могут быть очень восприимчивы к помехам, что иногда приводит к ложным срабатываниям переключающих устройств.

Восприимчивость тиристоров к скачкам напряжения может быть снижена как с помощью схемных методов, так и за счет уменьшения рабочей температуры.

Электровакуумные приборы (ЭВП). Шум в ЭВП имеет тот же характер, что и в транзисторах, но отличается по абсолютной величине. Это обусловлено как большим количеством конструктивных элементов в них, так и расстояниями между электродами.

В газонаполненных электронных приборах (тиратронах и игнитронах) природа шума отлична от шума в ЭВП. Зажигающий электрод игнитрона как источник искры может создавать шум. Кроме того, в газонаполненном приборе в состоянии проводимости между анодом и катодом нахо-

дится плазма, в которой из-за внутренних нестабильностей могут возникать колебания, также являющиеся источниками шума.

Основные виды шума в электровакуумных приборах следующие: дробовый, шум токораспределения, индуктированный, газовый, шум вторичной эмиссии, мерцательный.

Дробовый шум (называемый также шумом Шоттки) возникает вследствие случайных флюктуаций интенсивности электронной эмиссии катода. Когда анодный ток ограничивается пространственным зарядом, уровень флюктуации значительно уменьшается благодаря наличию большого количества электронов в зоне виртуального катода.

Шумовой ток из-за дробового эффекта в лампе можно представить следующим образом. Пусть в самой лампе шум отсутствует, но к ее управляющей сетке подключено сопротивление R , являющееся источником теплового шума. Тогда составляющую анодного тока лампы, обусловленную дробовым шумом, можно приравнять к току, который возникал бы в «нешумящей» лампе, если бы к ее сетке была приложена эдс теплового шума, выделяющаяся на этом сопротивлении (рис. 7.27).

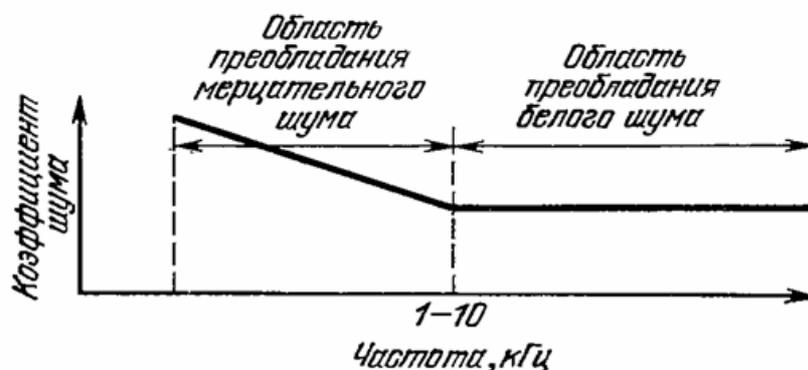


Рис. 7.27. Эквивалентная схема, иллюстрирующая образование шумовой составляющей анодного тока лампы при включении в ее сеточную цепь эквивалентного генератора шума

Шум токораспределения возникает в многоэлектродных лампах и обусловлен флюктуациями распределения тока между электродами. Шум токораспределения свойственен и ЭВП, где используются электронные волны, например, ЛБВ. На очень высоких частотах (свыше 30 МГц) флюктуации числа электронов, проходящих сквозь сетку, имеющую пониженный относительно катода потенциал, вызывают индуктированные шумовые токи, уровень которых растет с частотой. Из-за электронной проводимости лампы такой шум попадает в ее входную цепь.

Шум вторичной эмиссии обусловлен флюктуациями интенсивности возникновения вторичных электронов. Появляющиеся при столкновениях молекул ионы, ударяясь о катод, высвобождают из него электроны. Этот процесс является источником так называемого газового шума.

Мерцательный шум, свойственный обычно ЭВП с оксидным катодом, возникает вследствие низкочастотных вариаций активности катода.

Разновидности шума и помех, возникающих в ЭВП, причины появления и способы их уменьшения приведены в табл. 7.9.

Таблица 7.9

Разновидности шума и помех, возникающих в ЭВП, причины появления и способы их уменьшения

Тип шума или помехи	Причина возникновения	Способ уменьшения
Дробовый шум	Случайные флюктуации эмиссии электронов с катода	Выбор конструкции ЭВП
Шум токораспределения	Флюктуации распределения тока между электродами	Использование по возможности ЭВП с меньшим числом электродов
Индуктированный шум	Флюктуации числа электронов, проходящих через управляющую сетку (на ОВЧ)	Использование ЭВП с лучшей геометрией управляющей сетки
Мерцательный шум	Низкочастотные вариации активности катода обратно пропорциональны частоте	Исключение ЭВП с оксидным катодом
Газовый шум	Электроны, выбиваемые из катода частицами ионизированного газа	Использование ЭВП других типов
Фон	Переменный ток для накала катода	Использование постоянного тока, схемы подавления шума, балансного питания катода, отрицательного смещения катода по отношению к нити накала
Прочий шум	Утечки с сетки на другие электроды, особенно на положительные, плохие контакты, особенно при низких уровнях сигнала	Замена ЭВП или улучшение контактов
Помехи при работе в зоне радиочастотных полей	Проникновение полей в рабочее пространство ЭВП	Использование экранированных ЭВП
Радиоактивные излучения	Изменение характеристик ЭВП	Использование керамических ЭВП
Микрофонный эффект (вибрация ламповой панели на звуковых частотах)	Удары или вибрации, вызывающие механические колебания ее электродов и как следствие, изменение анодного тока	Использование ЭВП с более жестким креплением

7.2.11. 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 (полное сопротивление) 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. 7.28 показана рекомендуемая схема шунтирования цепей питания операционного усилителя (ОУ).

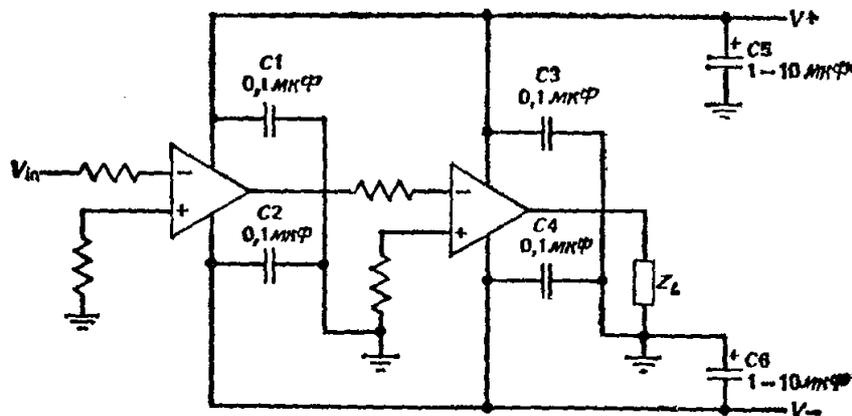


Рис. 7.28. Рекомендуемая схема шунтирования ОУ

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 эффективное шунти-

рование часто приводит к паразитным колебаниям или к характерному дребезгу.

На рис. 7.29 показан рекомендуемый монтаж для многокаскадных усилителей.

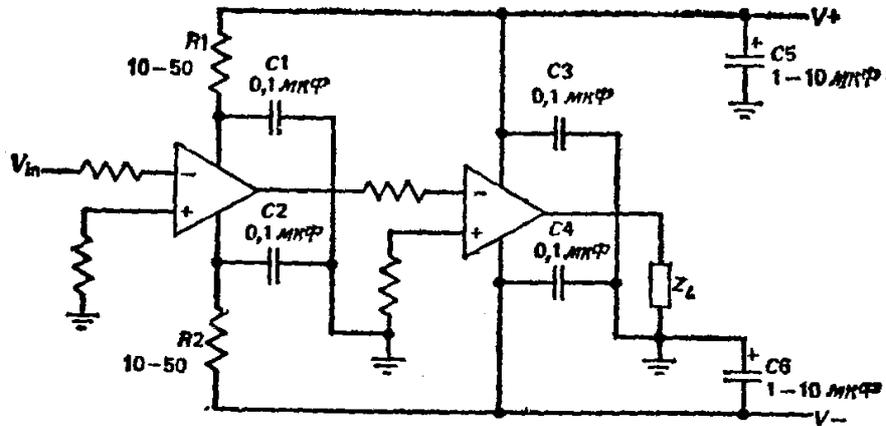


Рис. 7.29. Рекомендуемая схема развязки для многокаскадных усилителей

Резисторы R1 и R2 повышают помехоустойчивость цепей питания первого каскада. Вводы источника питания должны находиться 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 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. 7.30), то в нем возникнут паразитные колебания. Подавить их можно, подключив последовательно небольшой гасящий резистор (см. рис. 7.30, а) сопротивлением $R_L \geq 2 (L_L/C_L)^{1/2}$, [Ом] или установив на выходной вывод ОУ ферритовое кольцо (см. рис. 7.30, б).

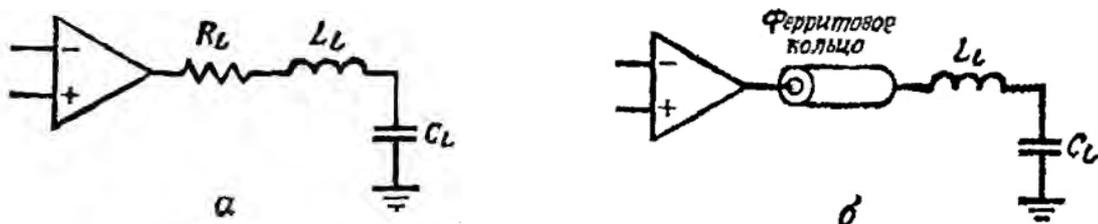


Рис. 7.30 Подключение к ОУ реактивной нагрузки

Паразитные колебания ОУ могут возникнуть и в том случае, когда на их выходе имеется емкостная нагрузка. На рис. 7.31 показаны два способа предотвращения этих колебаний в инвертирующих усилителях.

Здесь резисторы R_1 и R_2 задают коэффициент усиления усилителя, а резистор R_3 сопротивлением $(R_1 \cdot R_2)/(R_1 + R_2)$ [Ом] не является обязательным, хотя способствует симметрированию входных токов смещения ОУ, и если $R_3 \approx R_1$, то R_3 способствует компенсации термоэлектрического напряжения, возникающего во входной цепи. Добавление конденсатора C_1 (см. рис. 7.31, а), емкость которого $C_1 \geq 15(R_1/R_2)$ [пФ], позволяет сохранять устойчивый режим работы усилителя почти при любых нагрузках. На рис. 7.31, б в схему добавлены резистор R_4 , сопротивление которого намного превышает выходное сопротивление ОУ, и конденсатор C_2 ($C_2 \geq C_L(R_4/R_2)$), стабилизирующий режим работы усилителя при всех нагрузках.

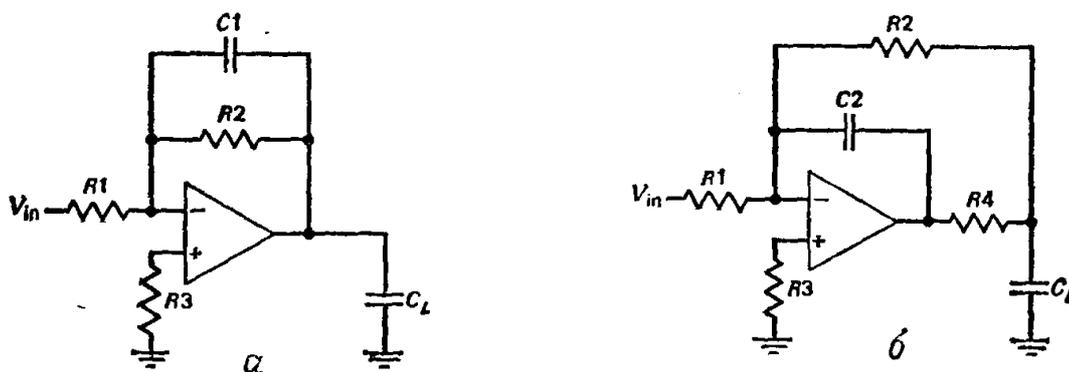


Рис. 7.31. Подключение к инвертирующему ОУ емкостной нагрузки

На рис. 7.32 продемонстрированы четыре способа предотвращения паразитных колебаний в неинвертирующих ОУ.

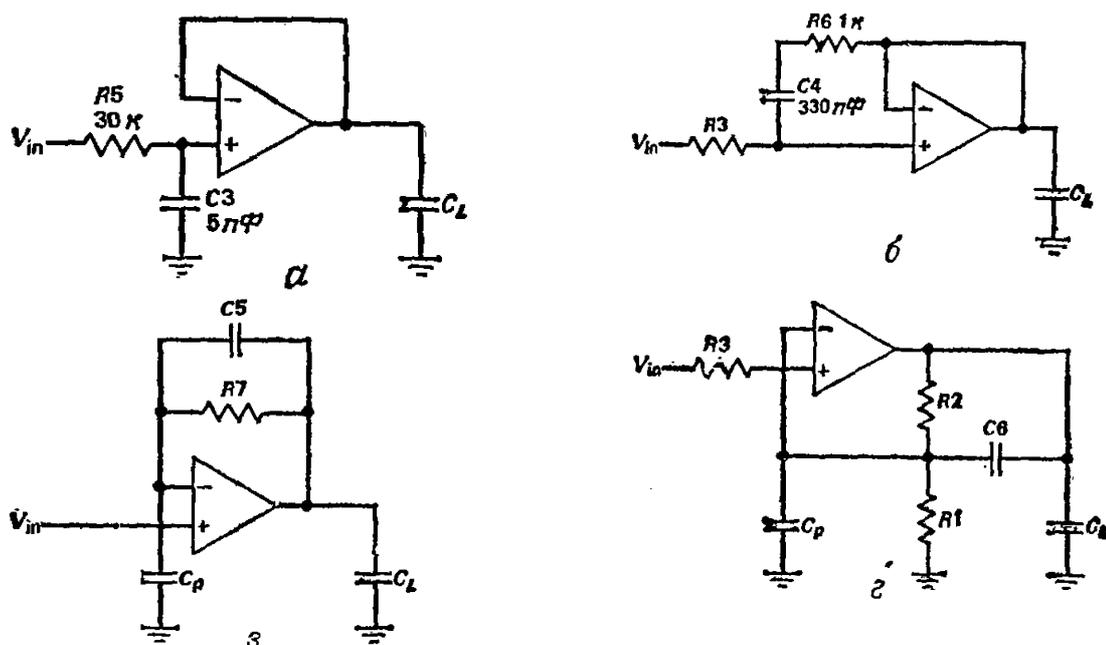


Рис. 7.32. Подключение к неинвертирующему ОУ емкостной нагрузки

Компоненты R5 и C3 на рис. 7.32, а замедляют поступление входного сигнала с тем, чтобы заряд конденсатора CL происходил без насыщения. На рис. 7.32, б резистор R6 и конденсатор C4 уменьшают коэффициент усиления усилителя на высоких частотах, оставляя неизменным этот параметр при постоянном токе. На рис. 7.32, в резистор R7 и конденсатор C5 ($C_5 \geq C_p$, где C_p – паразитная емкость узла) превращают ОУ в интегрирующую схему, которая является устойчивой.

На рис. 7.32, г конденсатор C6 ($C_6 \approx C_L(R_1/R_2)$) 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. 7.33, а), препятствующие заряду конденсаторов на входе и тем самым предотвращающие возникновение различных шумов.

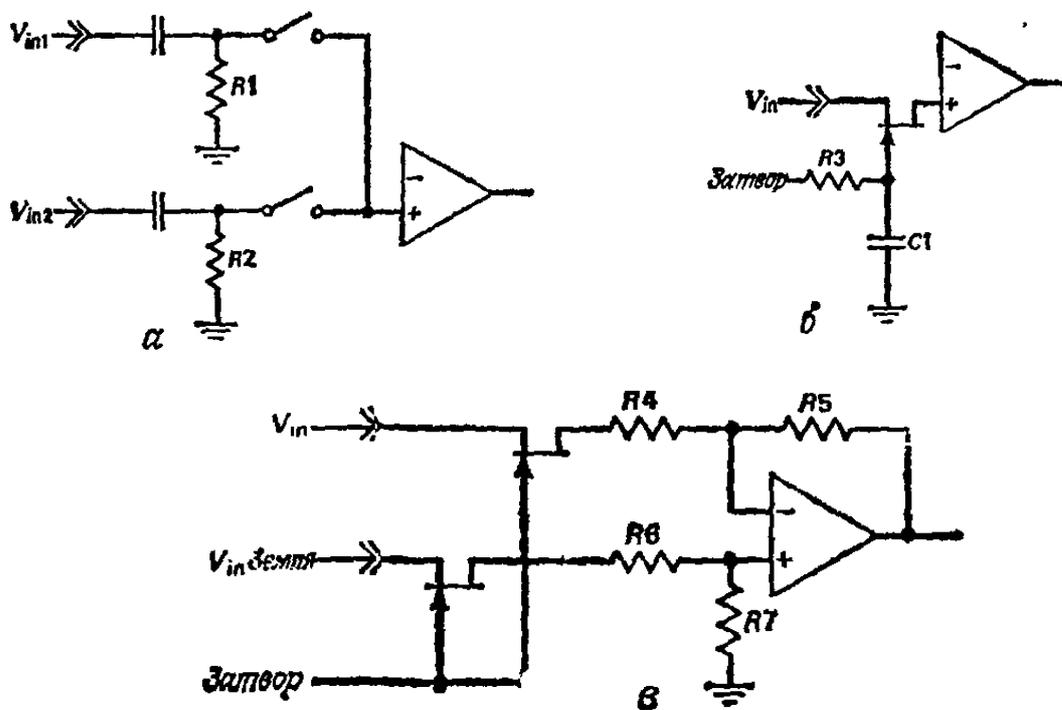


Рис 7.33. Переключение аналоговых сигналов

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 или подсоединив к затвору RC-фильтр (см. рис. 7.33, 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. 7.33, в).

7.2.12. Цифровые схемы

Цифровые ИС могут как создавать помехи, так и воспринимать их извне. Изменение уровня цифрового сигнала всегда сопровождается появлением помех, частотный спектр которых колеблется от нуля до сотен 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 $l \leq 0,5t_r/t_u$ [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.

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 питания и заземлением. На рис. 7.34, а показан традиционный простой способ шунтирования, применяемый в цифровых схемах.

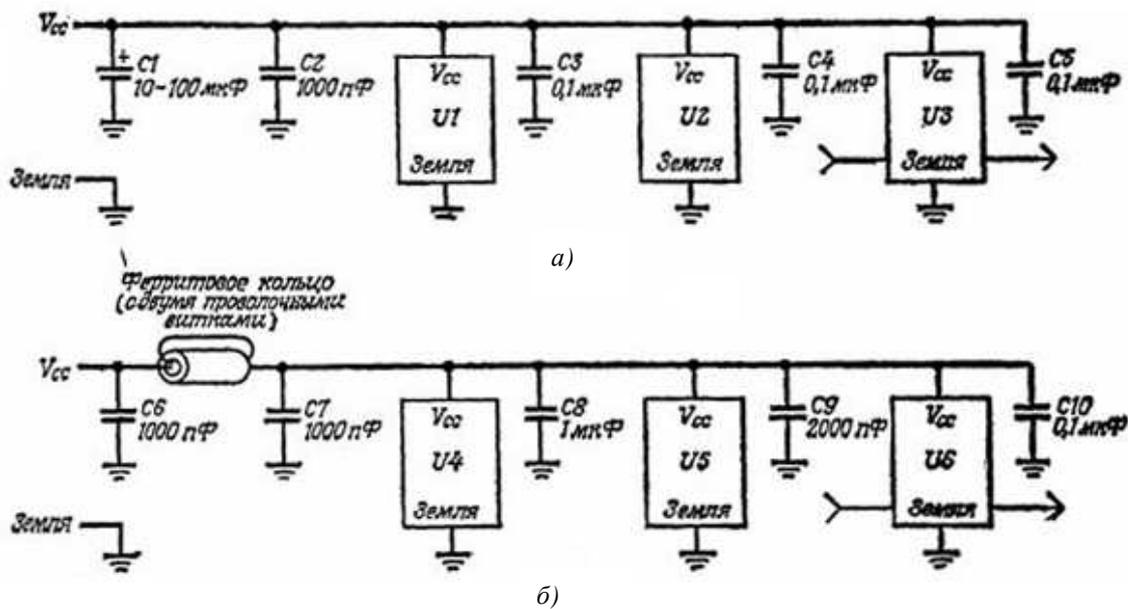


Рис. 7.34. Виды шунтирования в цифровых ИС

Оксидный шунтирующий конденсатор большой емкости (10 – 100 мкФ, ≥ 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. 7.35).

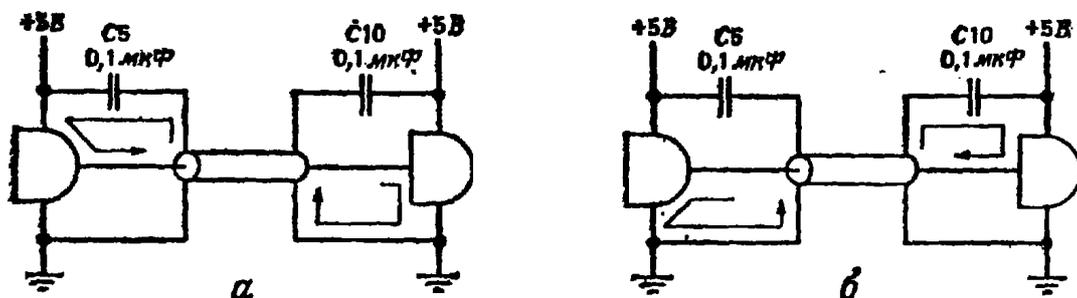


Рис. 7.35. Шунтирование передающих и принимающих элементов, находящихся вне платы: *а* – при переходе от нижнего логического уровня к верхнему, *б* – при переходе от верхнего логического уровня к нижнему

На долю остальных ИС приходятся керамические шунтирующие конденсаторы емкостью 0,01 – 0,1 мкФ, причем на пять 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.

Рис. 7.35, б иллюстрирует схему шунтирования. 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 (см. рис. 7.35). Все остальные ИС снабжаются керамическими шунтирующими конденсаторами емкостью $C \geq 4,5n_{out}C_L$ [Ф], 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 использовать композиционный или металлопленочный резистор сопротивлением ≈ 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 % -м 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 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, периоды нарастания и спада следует поддерживать малыми для предотвращения паразитных колебаний ($dV/dt > 0,1 V/t_{HL}$ и $dV/dt > 0,1 V/t_{LH}$).

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. 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. 7.36).

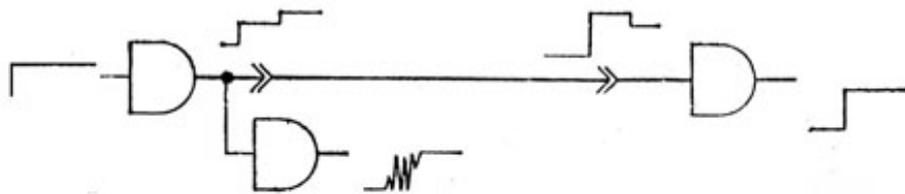


Рис. 7.36. Выбросы, вызываемые отражениями в длинных проводниках

Для предотвращения отражений и выбросов длинные линии связи должны согласовываться в соответствии с их характеристическим импедансом. В этом случае полезным может оказаться последовательно подсоединенный резистор при условии, что все принимающие устройства находятся на дальнем конце линии связи (рис. 7.37, а).

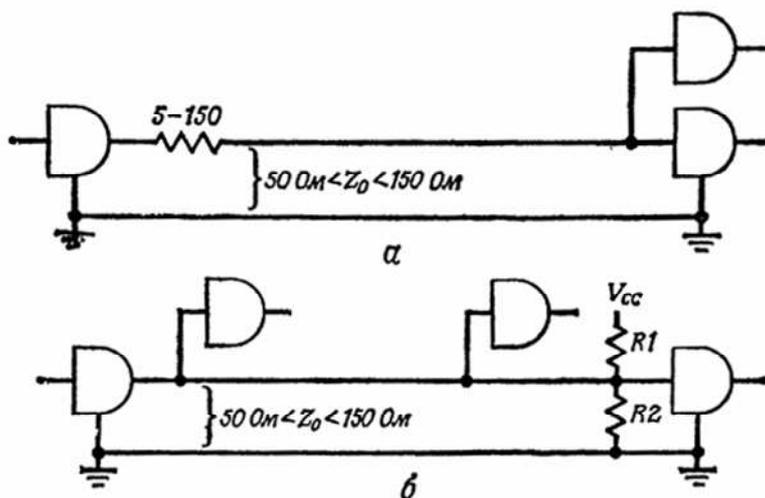


Рис. 7.37. Схемы согласования длинных линий связи для уменьшения отражений

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 (см. рис. 7.37, б). Чтобы подавить помехи в длинной кабельной сети, следует применять дифференциальные передающие и принимающие устройства с симметричными линиями связи.

У однонаправленных линий связи необходимо подключать нагрузку к дальним концам (рис. 7.38, а), а у двунаправленных – к обоим (см. рис. 7.38, 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, контактными площадкам печатных плат и проводным связям должно 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 100 Ом ($75 \text{ Ом} \leq Z_0 \leq 120 \text{ Ом}$).

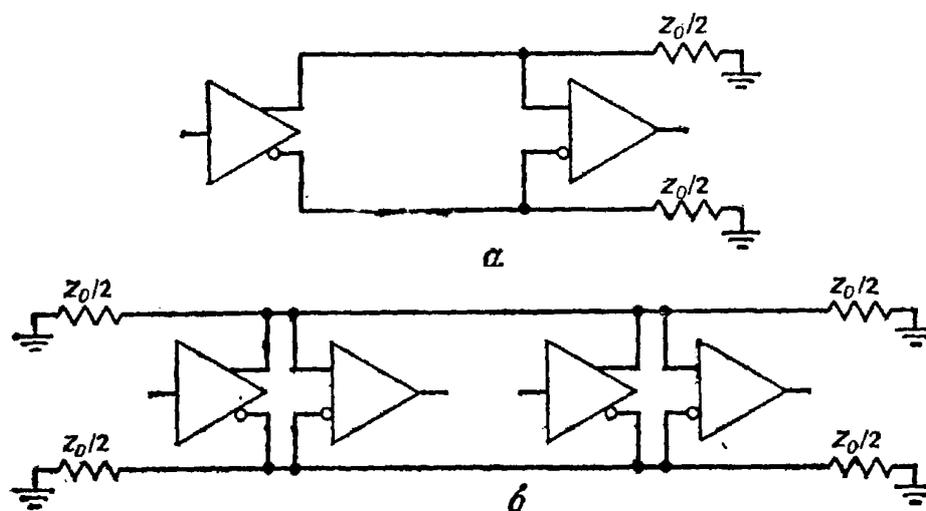


Рис. 7.38. Схемы подключения нагрузки к симметричным линиям связи: *а* – однонаправленным и *б* – двунаправленным

Согласующий импеданс контактных площадок печатных плат должен равняться их характеристическому импедансу ($20 \text{ Ом} \leq Z_0 \leq 200 \text{ Ом}$). Резистивный делитель может служить согласованной нагрузкой и подавать смещение на линию связи без дополнительных источников питания. Например, стандартные согласованные нагрузки для ТТЛ-схем равны $R_1 = 330 \text{ Ом}$ и $R_2 = 220 \text{ Ом}$, при этом с выходного сопротивления 132 Ом снимается +2 В ($V_{cc} = +5 \text{ В}$); $R_1 = 150 \text{ Ом}$ и $R_2 = 470 \text{ Ом}$, при этом с выходного сопротивления 114 Ом снимают +3,8 В; $R_1 = 120 \text{ Ом}$ и $R_2 = 470 \text{ Ом}$, 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, $R_3 \approx 1 \text{ кОм}$, $R_4 \approx 330 \text{ Ом}$ и $C_1 \approx 1000 \text{ пФ}$.

В критических случаях может потребоваться более тщательное согласование линий связи и окончательных нагрузочных цепей.

7.2.13. Источники питания

Импульсные источники питания (ключевые, т.е. источник питания с импульсным регулированием выходного напряжения) 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 (высокочастотное шунтирование активной нагрузки с помощью конденсаторов) 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 правильным шунтированием, фильтрацией и экранированием.

На рис. 7.39 показана типовая схема линейного источника питания.

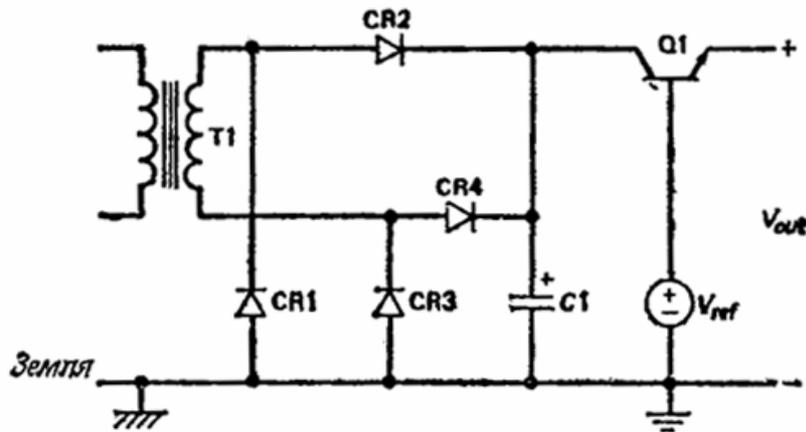


Рис. 7.39. Схема линейного источника питания

Трансформатор T1 понижает или повышает первичное напряжение и обеспечивает изоляцию схемы от источника переменного тока (первичного источника напряжения). Диоды VD – VD4 выпрямляют вторичное напряжение и заряжают конденсатор большой емкости сглаживающего фильтра (C1). Напряжение V_{ref} подается на базу транзистора VT1 для управления выходным напряжением $V_{out} = V_{ref} - V_{be}$ [В]. На рис. 7.40 показана высокочастотная эквивалентная схема этого источника питания – от источника первичного напряжения до V_{out} имеется последовательная емкость источника ≈ 13 пФ и шунтирующая емкость ≈ 50 пФ, так что в схему попадает около 20 % помех, возникающих в шинах питания, и наоборот.

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

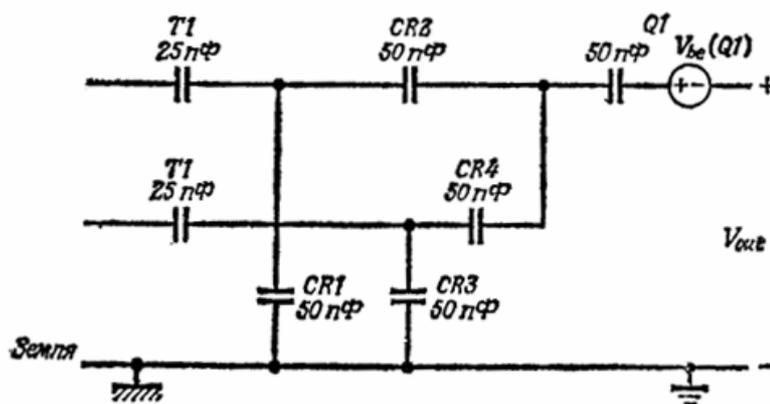


Рис. 7.40. Высокочастотная эквивалентная схема линейного источника питания

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, одновременное подключение устройств к специальному «подавителю перенапряжения» с несколькими выходами. Этот блок содержит металлооксидные варисторы, представляющие собой резисторы с резконелинейными характеристиками.

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. 7.41, *а*), уменьшать скорость изменения тока (см. рис. 7.41, *б*, *в*) или «гасить» выбросы высококачественными шунтирующими конденсаторами (см. рис. 7.41, *г*, *д*). В схемах с диодами Шоттки могут потребоваться RC-поглотители (см. рис. 7.41, *е*), предотвращающие возникновение звона при выключении. Подавители выбросов на рис. 7.41, *а* – *в* и *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.

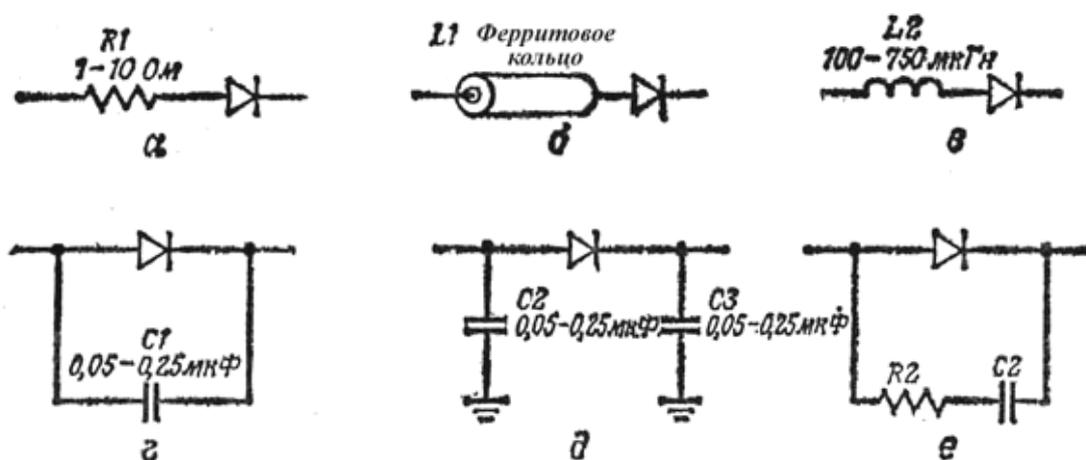


Рис. 7.41. Средства, ослабляющие переходные процессы при включении и выключении выпрямительных диодов

Рассмотрим пути повышения помехоустойчивости источника питания (рис. 7.41). Важнее всего обезопасить схему от помех, возникающих в сети первичного питания, поскольку они могут вывести схему из строя. На рис. 7.41, *а* показан типичный фильтр, используемый для защиты от сетевых помех. Компоненты $L1$ и $L2$ блокируют высокочастотные помехи, $C2$ и $C3$ защищают от высокочастотных дифференциальных помех, а

C4 и C5 – от высокочастотных синфазных помех. Типовые номиналы этих компонентов – 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 для заземленных систем и 0,5 мА для незаземленных систем. Может понадобиться и стабилизирующий нагрузочный резистор (сопротивление которого $R_1 < 0,4 \text{ Ом} \cdot \Phi / (C_2 + C_3)$) для разрядки C2 и C3. (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. 7.42, б функционирует вполне исправно. Здесь C3 – бумажный или пленочный конденсатор, а C4 и C5 – стандартные дисковые керамические конденсаторы на 1,4 кВ, R2 и R3 – композиционные резисторы. Эту схему можно собрать на оконечной нагрузке 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 питания линейный, частота отсечки фильтра должна в 1,5 раза превышать максимальную частоту переменного напряжения на входе.

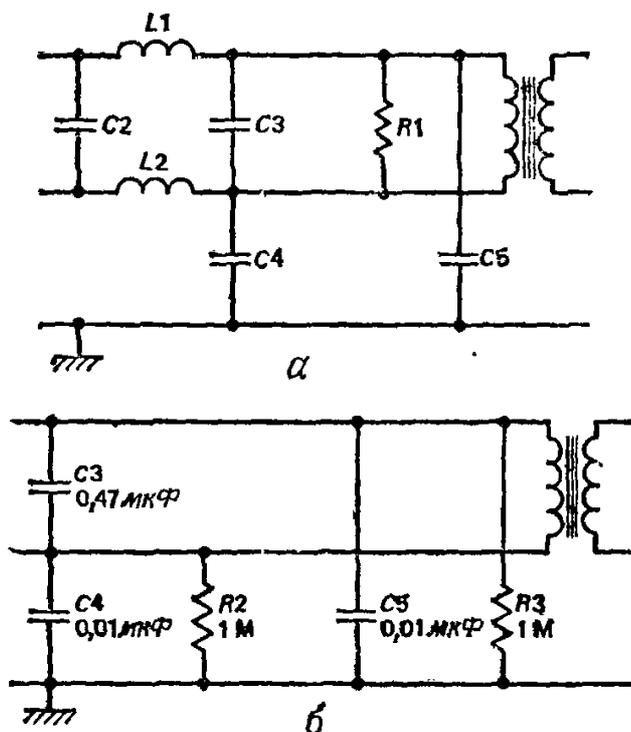


Рис. 7.42. Способы ослабления помех первичной сети

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. 7.43, 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. 7.43, б. Если требуется лишь небольшое уменьшение межобмоточной емкости, можно применить трансформаторы с двухсекционной обмоткой и тороидальные трансформаторы.

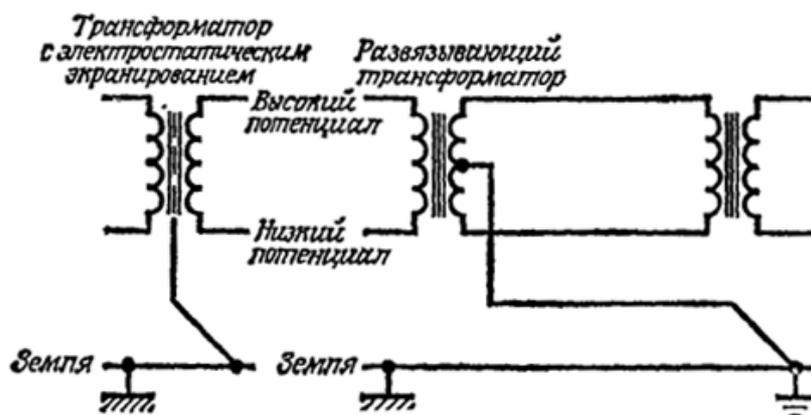


Рис. 7.43. Ослабление паразитной связи через трансформатор

Обратимся теперь ко вторичной обмотке (рис. 7.44). На выводы трансформатора для подавления импульсных помех можно надеть ферритовые кольца (L3 и L4); они будут также способствовать более медленному росту амплитуды импульсов зарядного тока и уменьшению выбросов при выключении выпрямителя. Можно добавить варистор R1 для подавления высоковольтных выбросов и конденсаторы C6 и C7 небольшой емкости для отвода на землю высокочастотных помех. Для предотвращения воздействия помех схемы на источник питания рекомендуется воспользоваться проходным конденсатором C8 и ферритовым кольцом L5. (Действие ферритовых колец L3 и L4 наиболее эффективно при нагрузках с низким сопротивлением).

На рис. 7.45 представлена высокочастотная эквивалентная схема источника питания, в котором полностью отсутствуют помехи. Компоненты L1 – L5 блокируют высокочастотные помехи, способные проникать в нагрузку из первичной сети переменного напряжения и обратно.

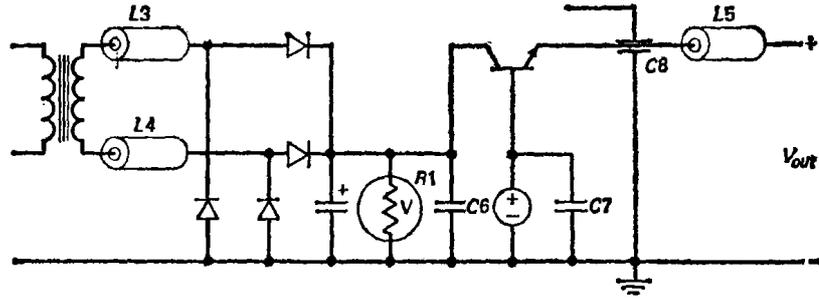


Рис. 7.44. Ослабление помех в цепях вторичного питания

Компонент R1 подавляет высоковольтные выбросы, а компоненты C2 – C8 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.

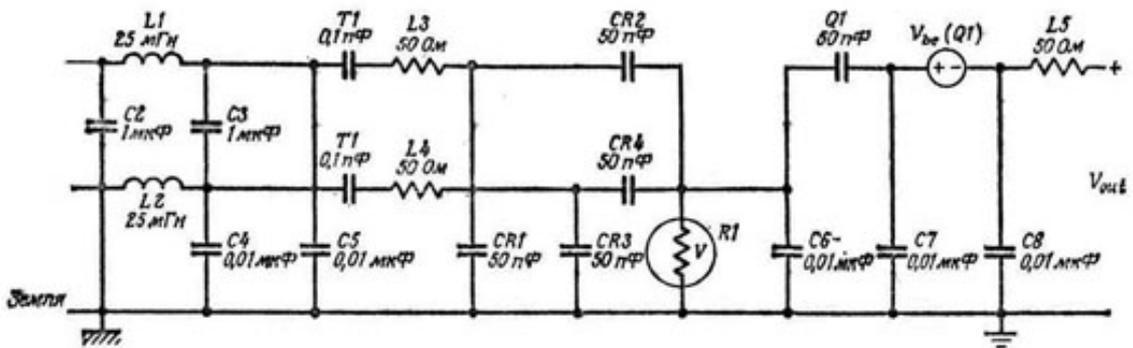


Рис. 7.45. Высокочастотная эквивалентная схема линейного источника питания, в котором отсутствуют помехи

Импульсные источники питания могут создавать повышенный уровень помех вследствие емкостной паразитной связи между переключающими транзисторами и их радиаторами. Транзистор VT3 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».

Рекомендуется использование отдельных источников для питания высокочастотных и низкочастотных схем. Точно так же, если устройство содержит высокоомощные 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 кор-

пусе. 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.

7.2.14. 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 исключают возникновение дугового разряда, и стремиться к тому, чтобы мощные схемы были как можно более компактными.

Переходы с нелинейными вольтамперными 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 р-п-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. 7.46).

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

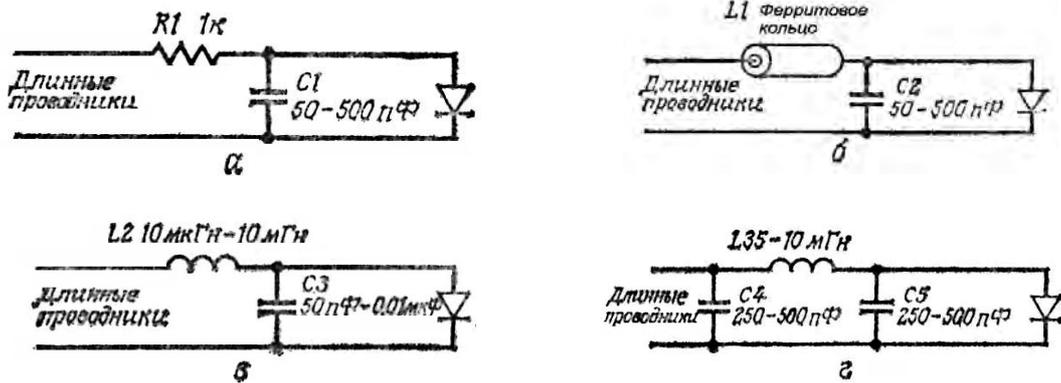


Рис. 7.46. Способы уменьшения эффекта низкочастотного выпрямления

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. 7.47).

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:

$$10 \text{ Ом} \leq R \leq 200 \text{ Ом};$$

$$L_L/R^2 \leq C \leq L_L/R^2 \text{ [Ф]}.$$

Индуктивность выражена в генри. Когда нагрузочное сопротивление не превышает нескольких ом, резистор R4 и диод VD4 в схему на рис. 7.47, г можно не включать.

Генерация (самовозбуждение) в биполярных и полевых транзисторах обусловлена паразитной емкостью, образуемой базой и затвором. Эта проблема особенно обостряется, когда высокочастотные транзисторы (граничная частота $f_t \geq 100 \text{ МГц}$) работают при частотах ниже $0,2 f_t \text{ [Гц]}$. 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. 7.48).

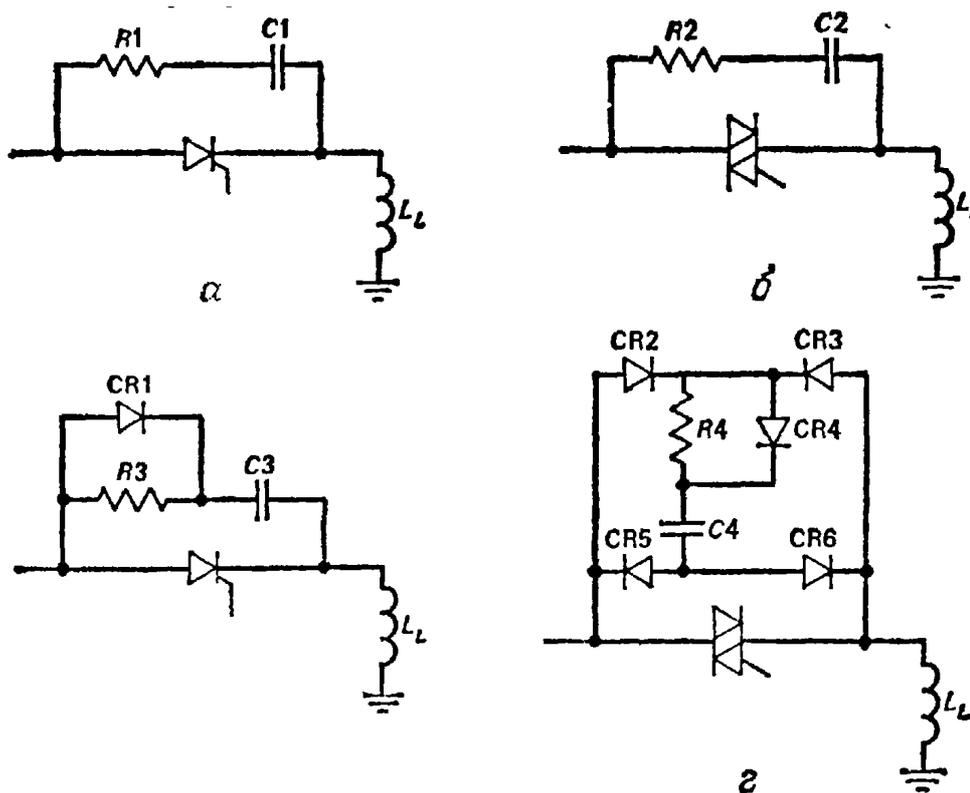


Рис. 7.47. Способы предотвращения случайного включения («защелкивания») тиристоров

Аналогичные функции, но уже в полевых транзисторах, будут выполнять резисторы сопротивлением 100 – 2000 Ом, последовательно соединенные с затвором (см. рис. 7.48, в и г). Другим эффективным методом, который не требует каких-либо изменений в схеме, является применение ферритового кольца, надеваемого на выводы базы и затвора (см. рис. 7.48, д – з). При этом усиление транзисторов 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 транзисторов. Генерацию помех можно ослабить, если между коллектором и эмиттером (между стоком и истоком) поместить конденсатор емкостью $\approx 0,047$ мкФ, которые 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.

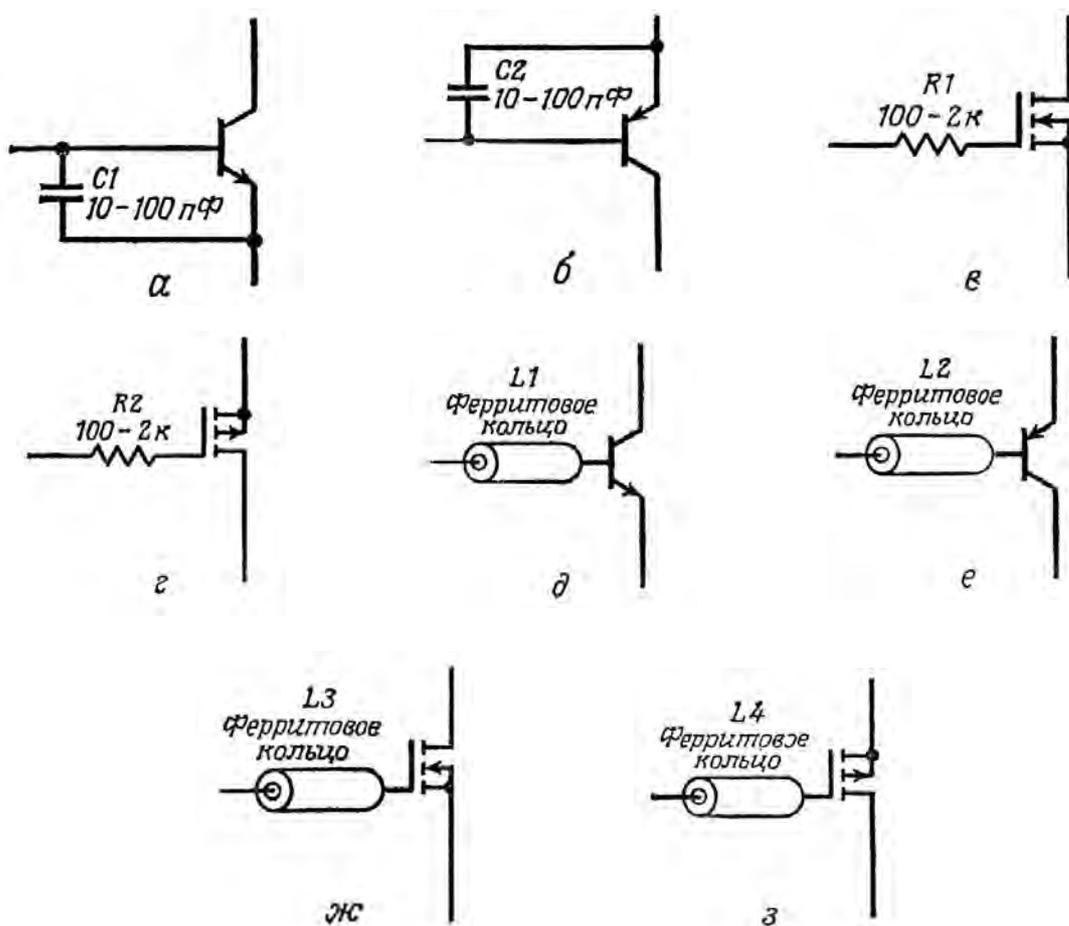


Рис. 7.48. Способы предотвращения высокочастотных паразитных колебаний в транзисторах

Тлеющий разряд возникает тогда, когда напряжение 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 дугowego разряда V_{arc} для отрицательного контакта;
- 3) нагрузочный ток превышает номинальный ток дугowego разряда I_{arc} для любого контакта. В табл. 7.10 приведены минимальные значения V_{arc} и I_{arc} для традиционных контактных материалов. Чем выше V_{arc} , тем меньше электромагнитные наводки вследствие меньшей вероятности дугowego разряда. У контактов, поврежденных дугowym разрядом, минимальный ток I_{arc} может значительно (в 10 раз) снизиться по сравнению с приведенным в табл. 7.10.

Условия возникновения дугового разряда для традиционных контактных материалов

Материал	V_{arc}, B	I_{arc}, A
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 рис. 7.49 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 на рис. 7.49, *a – г* схемы подходят в случае, когда ток в индуктивной нагрузке меньше I_{arc} , а схемы на рис. 7.49, *д* и *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].

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

На рис. 7.49, *б* показана наиболее эффективно предотвращающая дуговые разряды схема, когда контакты переключателей и реле смочены в ртути.

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.

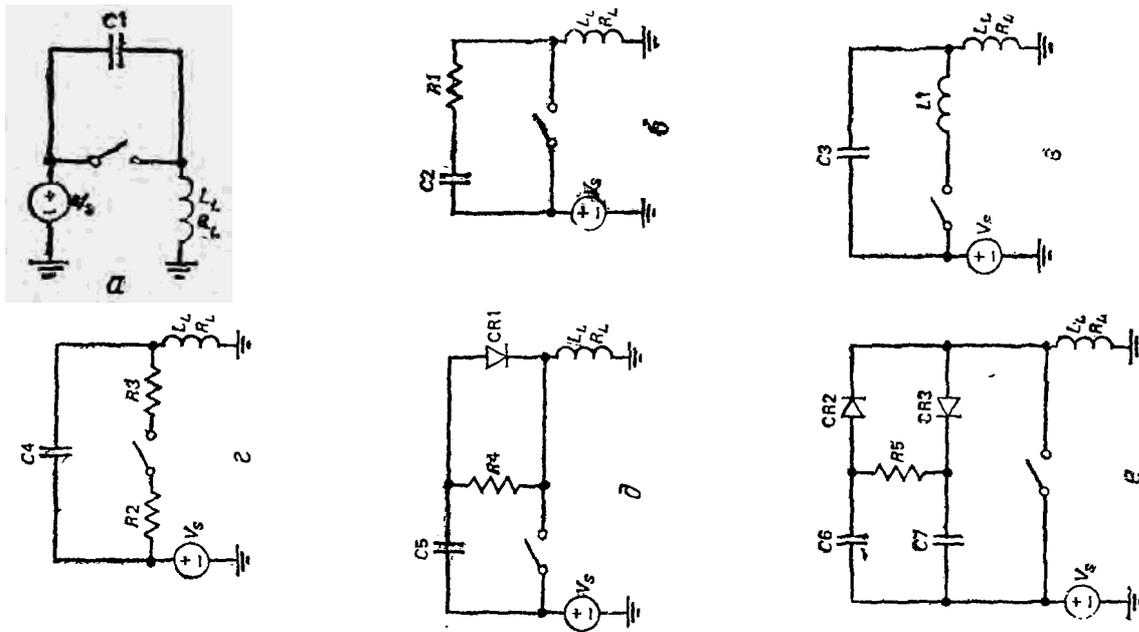


Рис. 7.49. Способы подавления дугового разряда на переключателях и релейных контактах

На рис. 7.50 показаны схемы, защищающие цифровые ИС от воздействия дребезга. Обычно достаточно, чтобы произведение номиналов $R1$ и $C1$ составляло приблизительно 10^{-6} Ом·Ф.

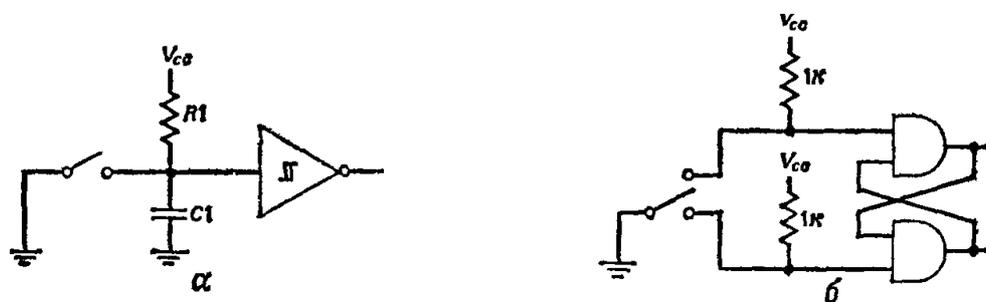


Рис. 7.50. Способы устранения влияния дребезга контактов

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 выброс напряжения, способный в течение 3 мкс превысить напряжение питания почти в 100 раз. Скорость его спада будет опре-

деляться 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. 7.51 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.

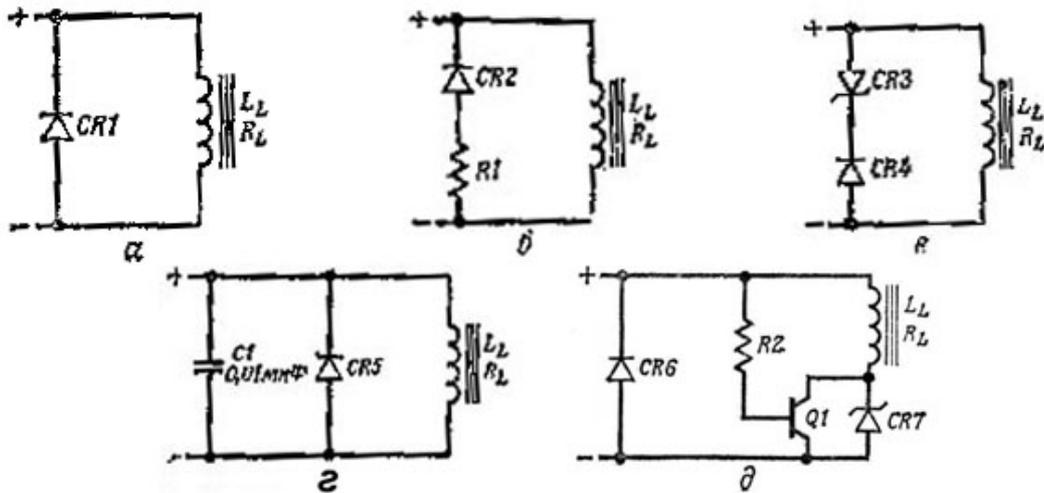


Рис. 7.51. Способы подавления выбросов напряжения в случае индуктивной нагрузки, подключенной к источникам постоянного тока

Простой диод, подключенный параллельно индуктивной нагрузке (VD1 на рис. 7.51, а), ограничивает выброс напряжения до ≈ 1 В, однако при этом заметно возрастает время срабатывания реле. Добавление некоторых компонентов (см. рис. 7.51, б, в и д) позволяет восстановить время срабатывания реле и одновременно ограничить выброс при отключении источника безопасным уровнем. Номинальное напряжение стабилитрона VD3 должно превышать напряжение питания в 1,2 раза, а номинальный рабочий ток должен быть равен максимальному току нагрузки. Конденсатор C1, добавленный в схему на рис. 7.51, з, способствует снижению уровня кондуктивных и радиопомех. Если питание к нагрузкам подводится периодически, то номинальный постоянный ток диодов VD1, VD2, VD4 – VD7 должен быть равен половине нагрузочного тока. При непрерывном подводе питания диоды должны выдерживать полный нагрузочный ток.

На рис. 7.52 показаны помехоподавляющие схемы, пригодные при подключении нагрузок к источникам как переменного, так и постоянного тока.

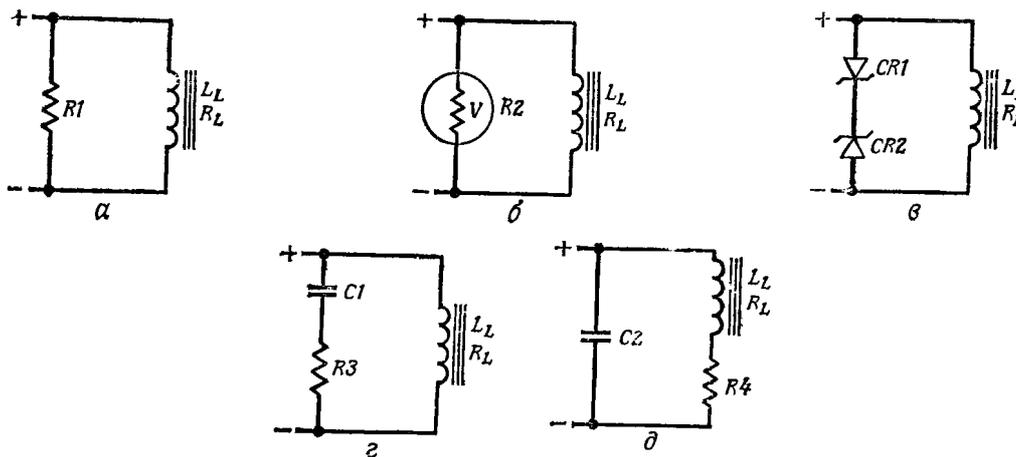


Рис. 7.52. Способы подавления выбросов напряжения при переключении индуктивной нагрузки от источников постоянного и переменного тока

Если на рис. 7.52, а $R_1 \approx R_L$ [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. 7.52, б должен протекать ток, составляющий лишь одну десятую номинального тока нагрузки. Стабилитроны на рис. 7.52, в (CR1 и CR2) должны быть рассчитаны на напряжение, в 1,2 раза превышающее максимальное напряжение питания, а их номинальный постоянный рабочий ток должен быть равен току нагрузки. На рис. 7.52, г $R_L/4 \leq R_3 \leq R_L/2$ [Ом] и $C_1 \sim L_L/(R_L R_3)$ [Ф] способны выдерживать 10-кратное превышение максимального напряжения питания. Если I – максимальный ток нагрузки, $C_2 \geq 10^{-6} I$ [Ф] и $\geq (I/300)^2 L_L$ [Ф] и $R_4 \approx (5L_L/C_2)^{1/2}$ [Ом], то схема выдерживает 10-кратное пиковое напряжение питания (см. рис. 7.52, 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. Дуговой 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 материалов. На медных

коллекторах накапливается слой оксида меди, так что помехи, создаваемые катодной щеткой, в десятки раз 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. 7.53 показаны помехоподавляющие схемы, применяющиеся для защиты двигателей постоянного тока, универсальных двигателей и генераторов постоянного тока.

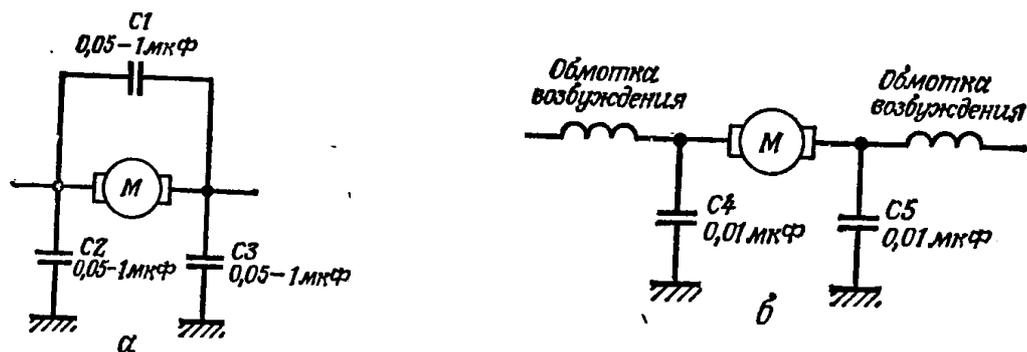


Рис. 7.53. Способы подавления выбросов напряжения при работе двигателей

Если поместить конденсаторы между щетками двигателя и обмоткой возбуждения (см. рис. 7.53, б), то их емкость можно значительно снизить по сравнению с емкостью конденсаторов на рис. 7.53, а при том же уровне подавления помех. Конденсаторы С2 – С5 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.

7.3. Математические методы расчета электромагнитных полей РЭА и экранирование

7.3.1. Уравнения электромагнитного поля и основные электродинамические задачи РЭА

Электромагнитное поле, возникающее в РЭА в процессе ее функционирования, характеризуется векторами E и H напряженности электри-

ческого и магнитного полей и векторами D и B электрической и магнитной индукции. К дифференциальным уравнениям электродинамики, называемым уравнениями Максвелла, принадлежат следующие соотношения:

1) уравнение, определяющее зависимость вихря магнитного поля H от плотности токов проводимости j и токов смещения dD/dt :

$$\operatorname{rot} H = \frac{1}{c} \frac{\partial D}{\partial t} + \frac{4\pi}{c} j + \frac{4\pi}{c} j^{(e)}; \quad (7.18)$$

2) уравнение, выражающее закон изменения индукции электрического поля при изменении магнитного поля:

$$\operatorname{rot} E = -\frac{1}{c} \frac{\partial B}{\partial t}; \quad (7.19)$$

3) уравнение, указывающее на отсутствие магнитных зарядов:

$$\operatorname{div} B = 0; \quad (7.20)$$

4) уравнение, связывающее электрическую индукцию D с плотностью распределения зарядов ρ :

$$\operatorname{div} D = 4\pi\rho, \quad (7.21)$$

где j – объемная плотность токов проводимости; $j^{(e)}$ – плотность токов от сторонних эдс; ρ – объемная плотность зарядов; c – скорость света в вакууме. Для практических расчетов $j^{(e)} = 0$.

К этим уравнениям присоединяются так называемые материальные уравнения поля:

$$D = \epsilon E; \quad B = \mu H; \quad j = \sigma E, \quad (7.22)$$

где ϵ – диэлектрическая постоянная; μ – магнитная проницаемость; σ – проводимость среды.

Для однородной и изотропной среды ϵ , μ , $\sigma = \text{const}$. Если среда неоднородна, то к уравнениям Максвелла следует присоединить условия сопряжения: на границе раздела двух разных сред должны выполняться следующие условия:

$E_S^{(1)} = E_S^{(2)}$ – непрерывность тангенциальных составляющих вектора E ;

$H_S^{(1)} = H_S^{(2)}$ – непрерывность тангенциальных составляющих вектора H ;

$B_{n1}^{(1)} = B_{n2}^{(2)}$ – непрерывность нормальных составляющих вектора B ;

$$D_{n1}^{(1)} - D_{n2}^{(2)} = 4\pi\rho_S, \quad \text{или} \quad \epsilon_1 E_{n1}^{(1)} - \epsilon_2 E_{n2}^{(2)} = 4\pi\rho_S,$$

где n_1 и n_2 – нормали к поверхности раздела двух сред; ρ_S – поверхностная плотность зарядов.

В радиотехнике большую роль играют монохроматические (гармонические) колебания. Для этих колебаний зависимость от времени задается множителем $e^{i\omega t}$, а уравнения Максвелла записываются в виде

$$\operatorname{rot}\dot{H} = \frac{i\omega}{c}\dot{D} + \frac{4\pi}{c}j; \quad (7.23)$$

$$\operatorname{rot}\dot{E} = -\frac{i\omega}{c}\dot{B}; \quad (7.24)$$

$$\operatorname{div}\dot{D} = 4\pi\rho; \quad (7.25)$$

$$\operatorname{div}\dot{B} = 0. \quad (7.26)$$

Здесь точки над векторами означают, что берется комплексная амплитуда соответствующего вектора.

Задачи анализа электромагнитных полей в РЭА можно разделить на внутренние и внешние. Внутренняя задача формулируется так: требуется найти решение уравнений Максвелла в области V , ограниченной извне поверхностью S , удовлетворяющее на S граничным условиям. При решении внутренних задач различают отыскание собственных полей (решение однородных уравнений) и отыскание полей заданных источников (решение неоднородных уравнений).

Среди внешних задач наиболее простой является задача излучения заданных источников в свободном пространстве. Она формулируется как задача решения неоднородных уравнений Максвелла при наложении условия излучения на бесконечности.

7.3.2. Основные принципы экранирования

Электромагнитное экранирование является наиболее радикальным средством защиты элементов, блоков и цепей РЭА от помех быстропеременных электромагнитных полей. Исследование и расчет экранов базируются на применении уравнений Максвелла.

При изучении электромагнитных колебаний, длина волн которых существенно больше габаритных размеров экранов, можно пренебречь вторичными токами смещения в диэлектрике и все процессы исследовать в квазистационарном режиме. Применительно к задачам экранирования указанное допущение справедливо для частот порядка $10^7 - 10^9$ Гц. В экране будут проходить только токи проводимости с плотностью σE . При условии гармонических колебаний уравнения Максвелла (7.23) – (7.26) в квазистационарном режиме принимают вид:

$$\operatorname{rot}H = \sigma E, \quad \operatorname{rot}E = -i\omega\mu H. \quad (7.27)$$

Во всех задачах экранирования рассматриваемое пространство делится на три области, в каждой из которых интегрируются уравнения Максвелла.

Это следующие области:

1) бесконечное пространство вне экрана; 2) экранированная внутренняя область; 3) объем стенок экрана.

В первых двух областях, заполненных воздухом, проводимость $\sigma = 0$ и по уравнению (7.27) $\text{rot}H = 0$.

Действие экрана учитывается через параметр \mathcal{E} – коэффициент экранирования, представляющий собой отношение напряженности электромагнитного поля в какой-либо точке пространства при наличии экрана ($E^\mathcal{E}$ и $H^\mathcal{E}$) к напряженности поля в той же точке без экрана (E и H):

$$\mathcal{E} = \frac{E^\mathcal{E}}{E} = \frac{H^\mathcal{E}}{H}, \quad 0 \leq \mathcal{E} \leq 1. \quad (7.28)$$

Плоский экран (рис. 7.54) представляет собой две параллельные пластины достаточно большого размера.

Основные уравнения электродинамики в прямоугольной системе координат имеют вид:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -i\omega\mu H_x; \quad (7.29)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = \sigma E_x; \quad (7.30)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -i\omega\mu H_y; \quad (7.31)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = \sigma E_y; \quad (7.32)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -i\omega H_z; \quad (7.33)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = \sigma E_z. \quad (7.34)$$

Эти уравнения характеризуют электромагнитные процессы в металле экрана. Для воздушной области $\sigma = 0$ и правая часть второй группы уравнений будет равна нулю.

Применительно к плоскому экрану уравнения электромагнитного поля упрощаются:

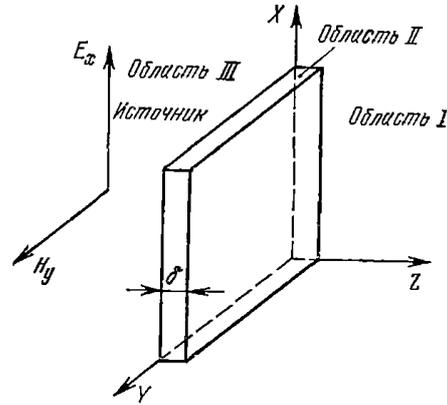


Рис. 7.54. К расчету плоского экрана

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -i\omega\mu H_y; \quad (7.35)$$

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = \sigma E_x. \quad (7.36)$$

Из системы (7.35), (7.36) получаем дифференциальное уравнение относительно E_x для экрана:

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = k^2 E_x, \quad (7.37)$$

где $k = \sqrt{i\omega\mu\sigma}$ – коэффициент вихревых токов.

Для воздушного пространства вне экрана $\sigma = 0$, и поэтому

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = 0. \quad (7.38)$$

Решая уравнения (7.37), (7.38) и используя условия непрерывности тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей на границе раздела сред диэлектрик – экран и экран – диэлектрик, получим выражение для коэффициента экранирования плоского экрана:

$$\mathfrak{E} = [chk\delta]^{-1} \left(1 + 0,5 \left(N + \frac{1}{N} \right) thk\delta \right)^{-1}, \quad (7.39)$$

где δ – толщина экрана;

$$N = Z_D / Z_M;$$

$Z_D = -i\omega\mu\delta$ – волновое сопротивление диэлектрика (воздуха);

$Z_M = \sqrt{i\omega\mu / \delta}$ – волновое сопротивление металла.

Цилиндрический экран (рис. 7.55)

Основные уравнения электромагнитного поля в цилиндрической системе координат записываются следующим образом:

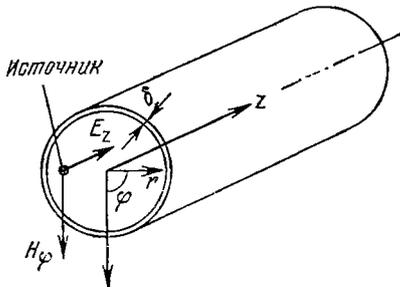


Рис. 7.55. К расчету цилиндрического экрана

$$\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial E_\varphi}{\partial z} = -i\omega\mu H_r; \quad (7.40)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -i\omega\mu H_\varphi; \quad (7.41)$$

$$\frac{\partial E_\varphi}{\partial r} + \frac{E_\varphi}{r} - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \varphi} = -i\omega\mu H_r; \quad (7.42)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} = \sigma E_r; \quad (7.43)$$

$$\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = \sigma E_\varphi; \quad (7.44)$$

$$\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} = \sigma E_r. \quad (7.45)$$

С учетом симметрии для цилиндрического экрана уравнения (7.43) принимают вид:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} = -i\omega\mu H_r; \quad (7.46)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial r} = -i\omega\mu H_\varphi; \quad (7.47)$$

$$\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{H_\varphi}{r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \varphi} = \sigma E_z. \quad (7.48)$$

Отсюда имеем уравнение для определения E_z :

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_r}{\partial \varphi^2} = \begin{cases} k^2 E_z & \text{для металла} \\ 0 & \text{для воздуха.} \end{cases} \quad (7.49)$$

Из решения уравнения (7.49) можно получить выражение для коэффициента экранирования цилиндрического экрана:

$$\mathcal{E} = (ch k\delta)^{-1} (1 + 0,5(N + 1/N)th k\delta)^{-1}, \quad (7.50)$$

где δ – толщина экрана;

$$Z_D = i\omega\mu r/n;$$

$$Z_M = \sqrt{i\omega\mu/\sigma};$$

$n = 1, 2$, r – радиус экрана;

$$N = Z_D/Z_M.$$

Аналогично можно получить характеристики для сферического экрана.

7.3.3. Методы расчета потенциальных полей РЭА

При расчетах электростатических полей РЭА решение уравнений Максвелла сводится к отысканию одной скалярной функции (потенциала U), связанной с напряженностью E поля соотношением $E = -\text{grad } U$.

Используя уравнение Максвелла $\text{div } E = -4\pi\rho$, получаем:

$$\Delta U = -4\pi\rho. \quad (7.51)$$

Таким образом, потенциал удовлетворяет уравнению Пуассона (7.51) в тех точках пространства, где находятся источники поля, и уравнению Лапласа $\Delta U = 0$ в тех точках, где источники отсутствуют.

Задача расчета поля сводится к определению потенциальной функции при заданных граничных условиях, т.е. заданных значениях потенциала, градиента потенциала или их комбинации на границах S области V , в которой определяется поле.

В зависимости от вида граничного условия различают три основных вида граничной задачи для уравнений Лапласа и Пуассона:

1) $U(x) = \varphi(x)$, когда $x \in S$ – первая граничная задача или задача Дирихле;

2) $\frac{\partial U}{\partial n} = \psi(x)$, когда $x \in S$ – вторая граничная задача или задача Неймана;

3) $\frac{\partial U}{\partial n} + \beta U = \varphi(x)$, когда $x \in S$ – третья или смешанная граничная задача.

Получение решения сформулированных задач в большой степени зависит от выбора системы координат и метода определения потенциала.

Основные методы расчета стационарных полей в РЭА следующие:

1) метод разделения переменных;

2) метод Г.А. Гринберга, применяемый для случая ненулевых граничных условий;

3) метод комплексного потенциала – применяется для плоскопараллельных полей. При этом с помощью конформных отображений сложные формы граничных условий преобразуются в более простые, для которых решение может быть найдено относительно легко;

4) метод зеркальных изображений – применяется для плоских и цилиндрических поверхностей области поля, сущность метода заключается в замене влияния границы на исследуемое поле дополнительной системой зарядов (или токов);

5) метод функции Грина;

6) метод интегральных преобразований.

В силу известной аналогии между электрическими и магнитными полями можно использовать методы, определяющие электрическое поле, для расчета магнитных полей. При этом, очевидно, необходимо геометрическое подобие конфигураций обеих систем.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники / В.М. Кулаков [и др.]; под ред. Е.А. Ладыгина. – М.: Сов. радио, 1980. – 224 с.
2. Гелль, П.П. Конструирование и микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры: учебник для вузов / П.П. Гелль, Н.К. Иванов-Есипович. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд. – 1984. – 536 с.
3. Дульнев, Г.Н. Методы расчета тепловых режимов прибора / Г.Н. Дульнев, В.Г. Парфенов, А.В. Сигалов. – М.: Радио и связь, 1990. – 312 с.
4. Жаднов, В.В. Управление качеством при проектировании теплонагруженных радиоэлектронных средств / В.В. Жаднов, А.В. Сарафанов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 464 с.
5. Ненашев, А.П. Конструирование радиоэлектронных средств: учебник для радиотехн. специальностей вузов / А.П. Ненашев. – М.: Высш. школа, 1990. – 432 с.
6. Джонс, Дж.К. Методы проектирования: пер. с англ. / Дж.К. Джонс. – 2-е изд., доп. – М.: Мир, 1986. – 326 с.
7. Дульнев, Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре: учебник для вузов / Г.Н. Дульнев. – М.: Высш. шк., 1984. – 247 с.
8. Каленкович, Н.И. Проектирование РЭС с учетом механических воздействий: учеб. пособие по курсу «Конструирование радиоэлектронных средств» для студентов специальности «Проектирование и производство радиоэлектронных средств» / Н.И. Каленкович. – Минск: БГУИР, 1999.
9. Каленкович, Н.И. Механические воздействия и защита РЭА: учеб. пособие для вузов / Н.И. Каленкович, Е.П. Фастовец, Ю.В. Шамгин. – Минск: Выш. шк., 1989.
10. Князев, А.Д. Конструирование радиоэлектронной аппаратуры и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
11. Роткоп, Л.Л. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры / Л.Л. Роткоп, Ю.Е. Спокойный. – М.: Сов. радио, 1976.
12. Справочник конструктора РЭА: общие принципы конструирования / под ред. Р.Г. Варламова. – М.: Сов. радио, 1980.
13. Шимкович, А.А. Конструирование несущих конструкций РЭС и защита их от дестабилизирующих факторов: учеб. пособие по курсу «Конструирование радиоэлектронных устройств» для студентов специальности «Проектирование и производство радиоэлектронных средств». В 2 ч. / А.А. Шимкович. – Минск: БГУИР, 1999.
14. Хабигер, Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике / Э. Хабигер; пер. с нем. И.П. Кужекина; под ред. Б.К. Максимова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 304 с.: ил.

15. Барнс, Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами: пер. с англ. / Дж. Барнс. – М.: Мир, 1990. – 238 с.: ил.
16. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / В.И. Кравченко [и др.]. – М.: Радио и связь, 198. – 256 с.: ил.
17. Волин, М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре / М.Л. Волин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.: ил.
18. Образцов, Н.С. Теплообмен в РЭА. Конспект лекций по курсу «Конструирование радиоэлектронных устройств» для студентов специальности «Моделирование и компьютерное проектирование РЭС» и «Проектирование и производство РЭС» дневной формы обучения / Н.С. Образцов, А.М. Ткачук, Э.П. Куракина. – Минск: БГУИР, 2003. – 55с.: ил.
19. Конструирование РЭС. Оценка и обеспечение тепловых режимов: учеб. пособие / В.И. Домнич, Ю.Ф. Зиньковский. – К.: УМК ВО, 1990. – 240 с.
20. Седельников, Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Ю.Е. Седельников. – Казань: ЗАО «Новое знание», 2006. – 304 с.
21. ГОСТ 15150-69. Машины, приборы и другие технические изделия. Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды. – М.: Изд-во стандартов, 1989.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Исследование тепловых характеристик РЭС методами математического моделирования: монография / В.В. Гольдин [и др.]; под ред. А.В. Сарфанова. – М.: Радио и связь, 2003. – 456 с.
2. Касьян, Н.Н. Комплексное математическое моделирование электрических и тепловых процессов радиоэлектронных средств / Н.Н. Касьян [и др.]. – Запорожье: ЗГТУ, 1995. – 118 с.
3. Кечиев, Л.Н. Защита электронных средств от воздействия статического электричества / Л.Н. Кечиев, Е.Д. Пожидаев. – М.: Издательский Дом «Технологии», 2005. – 352 с.
4. Кофанов, Ю.Н. Комплексное моделирование взаимосвязанных физических процессов радиоэлектронных конструкций: учеб. пособие / Ю.Н. Кофанов, С.В. Засыпкин. – М.: МГИЭМ, 1996. – 56 с.
5. Кофанов, Ю.Н. Моделирование тепловых процессов при проектировании, испытаниях и контроле качества радиоэлектронных средств / Ю.Н. Кофанов, А.И. Манохин, С.У. Увайсов. – М., 1998. – 139 с.
6. Кузьмин, В.И. Электростатический разряд и электронное оборудование: учеб. пособие / В.И. Кузьмин, Л.Н. Кечиев. – М.: МГИЭМ, 1997. – 88 с.
7. Маквецов, Е.Н. Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры: учеб. для вузов / Е.Н. Маквецов, А.М. Тартаковский. – М.: Радио и связь, 1993. – 200 с.
8. Малоземов, В.В. Системы терморегулирования космических аппаратов / В.В. Малоземов, Н.С. Кудрявцева. – М.: Машиностроение, 1995. – 107 с.

9. Математическое моделирование радиоэлектронных средств при механических воздействиях / Ю.Н. Кофанов [и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 226 с.
10. Соколов, С.С. Основы конструирования и технологии радиоэлектронных средств: учеб. пособие / С.С. Соколов, В.Ю. Суходольский. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2003. – 80 с.
11. Тартаковский, А.М. Краевые задачи в конструировании радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие / А.М.Тартаковский. – Саратов: СГУ, 1984. – 132 с.
12. Глудкин, О.П. Методы и устройства испытаний РЭС и ЭВС: учебник / О.П. Глудкин. – М.: Высш. шк., 1991.
13. Конструирование радиоэлектронных средств: учеб. пособие. / Н.С. Образцов [и др.]; под ред. Н.С. Образцова. – Минск: МРТИ, 1984. – 201 с.
14. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: учебник для вузов / К.И. Билибин [и др.]; под общ. ред. В.А. Шахнова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002.
15. Куземин, А.Я. Конструирование и микроминиатюризация электронно-вычислительной аппаратуры: учеб. пособие для вузов. / А.Я. Куземин. – М.: Радио и связь, 1985. – 230 с.
16. Маквецов, Е.Н. Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры: учебник для вузов / Е.Н. Маквецов, А.М. Тартаковский. М.: Радио и связь, 1993. – 200 с.
17. Математическое моделирование радиоэлектронных средств при механических воздействиях / Ю.Н. Кофанов [и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 226 с.
18. Рикетс, Л.У. Электромагнитный импульс и методы защиты: пер. с англ. / Л.У. Рикетс, Дж.Э. Бриджес, Дж. Майлетт; под ред. Н.А. Ухина. – М.: Атомиздат, 1979. – 328 с.
19. Соколов, С.С. Основы конструирования и технологии радиоэлектронных средств. Защита от внешних воздействий: учеб. пособие / С.С. Соколов, В.Ю. Суходольский. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2003. – 88 с.
20. Справочник конструктора-приборостроителя / В.Л. Соломахо [и др.]. – Минск: Выш. шк., 1983. – 272 с.
21. Справочник конструктора РЭА: компоненты, механизмы, надежность / Н.А. Барканов [и др.]; под ред. Р.Г. Варламова. – М.: Радио и связь, 1985.– 384 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Тема 5. ЗАЩИТА КОНСТРУКЦИЙ РЭС ОТ ДИНАМИЧЕСКИХ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ.....	3
5.1. Особенности проектирования РЭС с учетом влияния механических факторов.....	3
5.1.1. Виды и параметры механических воздействий.....	3
5.1.2. Воспроизведение механических воздействий на испытательных стендах.....	10
5.1.3. Методы оценки эксплуатационных механических воздействий.....	13
5.1.4. Характеристики производственных механических воздействий и методы их оценки.....	14
5.1.5. Величина эксплуатационных и транспортных механических воздействий и методы их моделирования.....	19
5.1.6. Реакция РЭУ и их элементов на механические воздействия.....	23
5.1.7. Особенности реакции на механические воздействия микроэлектронной элементной базы.....	26
5.1.8. Физические явления в полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах при механических воздействиях.....	27
5.1.9. Физические явления в резистивных элементах при механических воздействиях.....	29
5.1.10. Физические явления в конденсаторных элементах при механических воздействиях.....	31
5.1.11. Чувствительность индуктивных элементов к механическим воздействиям.....	34
5.1.12. Физические явления в трансформаторах и дросселях при механических воздействиях.....	38
5.1.13. Жгутовые и кабельные соединения в условиях механических воздействий.....	40
5.1.14. Разъемные и неразъемные контактные соединения в условиях механических воздействий.....	43
5.2. Математические методы расчетов вибраций и прочности конструкций.....	47
5.2.1. Основные динамические характеристики аппаратуры.....	47
5.2.2. Прочность и устойчивость РЭС к механическим воздействиям.....	51
5.2.3. Способы виброзащиты конструкций РЭС.....	52
5.2.4. Схемы монтажа амортизаторов.....	55
5.2.5. Математические методы расчетов вибрации и прочности конструкции....	58
Тема 6. ДЕЙСТВИЕ ПРОНИКАЮЩЕЙ РАДИАЦИИ НА ЭЛЕМЕНТЫ РЭС.....	68
6.1. Виды проникающей радиации и их основные характеристики.....	68
6.1.1. Общие сведения о радиационной обстановке.....	68
6.1.2. Радиационная обстановка при ядерном взрыве.....	69
6.1.3. Радиационная обстановка на объектах с ядерными энергетическими установками.....	74
6.1.4. Радиационная обстановка на космических объектах.....	76
6.1.5. Источники радиации, применяемые при экспериментальных исследованиях.....	79
6.2. Действие радиации на конструкционные материалы.....	84
6.2.1. Краткая характеристика основных типов радиационных дефектов в твердых телах.....	84
6.2.2. Взаимодействие излучений с веществом.....	88
6.2.3. Влияние радиации на электрофизические свойства полупроводниковых материалов.....	93

6.2.4. Влияние радиации на электрофизические свойства неорганических материалов	96
6.2.5. Влияние радиации на электрофизические свойства органических материалов	102
6.3. Действие радиации на полупроводниковые приборы и интегральные схемы.....	105
6.3.1. Биполярные транзисторы	105
6.3.2. Полевые транзисторы с затвором в виде p-n перехода.....	108
6.3.3. Полупроводниковые диоды.....	113
6.3.4. Полупроводниковые фотопреобразователи.....	116
6.3.5. Интегральные микросхемы	118
6.4. Действие радиации на пьезокварцевые материалы и изделия.....	122
6.4.1. Действие радиации на кристаллический кварц	122
6.4.2. Действие радиации на пьезокварцевые изделия	125
6.4.3. Действие радиации на радиодетали и радиокомпоненты	130
Тема 7. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ РЭС.....	146
7.1. Виды паразитной связи.....	146
7.1.1. Основные положения	146
7.1.2. Общая характеристика электромагнитных связей.....	148
7.1.3. Непосредственная паразитная емкостная связь	150
7.1.4. Непосредственная паразитная индуктивная связь	151
7.1.5. Паразитные емкостная и индуктивная связи с участием посторонних проводов	153
7.1.6. Паразитная связь через электромагнитное поле и волноводная связь.....	154
7.1.7. Паразитная связь через общее полное сопротивление	154
7.1.8. Искажение формы наводимых импульсов, вызываемое частными видами паразитных связей	157
7.2. Физические процессы, протекающие в элементах и компонентах РЭС при воздействии электромагнитных помех	160
7.2.1. Резисторы	160
7.2.2. Конденсаторы	164
7.2.3. Индуктивные катушки	168
7.2.4. Изоляторы	170
7.2.5. Кабельные изделия.....	170
7.2.6. Разъемы	171
7.2.7. Устройства, в которых происходят индукционные процессы	172
7.2.8. Выключатели и переключатели	174
7.2.9. Электромагнитные реле.....	176
7.2.10. Активные радиоэлементы.....	181
7.2.11. Аналоговые схемы.....	188
7.2.12. Цифровые схемы	192
7.2.13. Источники питания	198
7.2.14. Схемы сопряжения	204
7.3. Математические методы расчета электромагнитных полей РЭА и экранирование	212
7.3.1. Уравнения электромагнитного поля и основные электродинамические задачи РЭА	212
7.3.2. Основные принципы экранирования.....	214
7.3.3. Методы расчета потенциальных полей РЭА	217
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	219
РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА.....	220

Учебное издание

Молодечкина Татьяна Викторовна
Алексеев Виктор Федорович
Молодечкин Максим Олегович

**ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Учебно-методический комплекс
для студентов специальности 1-39 02 01
«Моделирование и компьютерное проектирование РЭС»

В 2 частях

Часть 2

Редактор *Т. В. Булах*

Дизайн обложки *В. А. Виноградовой*

Подписано в печать 19.03.2013. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Ризография.
Усл. печ. л. 12,99. Уч.-изд. л. 11,8. Тираж 30 экз. Заказ 399.

Издатель и полиграфическое исполнение –
учреждение образования «Полоцкий государственный университет».

ЛИ № 02330/0548568 от 26.06.2009 ЛП № 02330/0494256 от 27.05.2009

Ул. Блохина, 29, 211440, г. Новополоцк.