

13. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

13.1. Основные понятия

Электромагнитная совместимость (Electro-Magnetic Combatibility — EMC) — это способность электрооборудования удовлетворительно функционировать в условиях электромагнитных воздействий со стороны окружающей среды, а также не оказывать недопустимого воздействия на эту окружающую среду, которая включает в себя другое электрооборудование.

В последнее время пристальное внимание уделяется вопросам обеспечения электромагнитной совместимости электронных устройств и модулей с их отдельными узлами и компонентами. В данной главе мы рассмотрим эти вопросы применительно к полупроводниковым интегральным схемам (ИС), поскольку они часто являются источниками (излучателями) или приёмниками электромагнитных помех в электронных устройствах. Рост требований к дальнейшему улучшению характеристик электромагнитной совместимости обусловлен тем, что область применения электронных устройств постоянно расширяется. Системные решения на основе микроэлектроники и полупроводниковой электроники применяются во всех сферах промышленности, домашнего хозяйства и на транспорте. В настоящее время оценка продукции с точки зрения EMC необходима в ещё большей степени, чем на ранних этапах развития электроники.

Основные понятия электромагнитной совместимости рассматривают воздействие как излучаемых, так и кондуктивных помех (наводки), распространяющихся по проводникам (например, наводки по цепям питания), а также чувствительность электрооборудования к воздействию помех (помехоустойчивость). При этом характеристики электромагнитной совместимости могут определяться в полосе частот 0...400 ГГц. Взаимосвязь основных понятий электромагнитной совместимости приведена на **Рис. 13.1**.

13.1.1. Природа электромагнитных помех

Электромагнитные помехи возникают вследствие природных явлений или как ре-



Рис. 13.1. Различные аспекты электромагнитной совместимости.

зультат технических процессов. Примерами естественных помех могут служить атмосферные разряды (электромагнитные импульсы, возникающие при ударе молнии) или электростатические разряды (Electro-Static Discharge — ESD). Последние имеют особенно большое значение в полупроводниковой электронике. В промышленном оборудовании основным источником помех являются процессы переключения в электрических цепях, связанные с очень быстрым изменением токов и напряжений, что, в свою очередь, ведёт к появлению электромагнитных помех, которые могут быть периодическими или случайными. Воздействие этих помех может носить как кондуктивный (в виде наводки на токи или напряжения в проводниках), так и излучательный (под влиянием переменного электромагнитного поля) характер.

Тип кондуктивной помехи, когда наведённый в проводниках ток имеет знак, т.е. с одинаковой амплитудой протекает как в прямом, так и в обратном направлении, называется симметричной, или дифференциальной, помехой. Если ток помехи замыкается на землю или протекает по проводнику в одном направлении, то такая помеха называется асимметричной, или синфазной.

	Периодические помехи		Апериодические помехи	
	Узкополосные	Широкополосные	Узкополосные	Широкополосные
Временная область	$x(t) = \hat{x} \sin(\omega t)$ 	$x(t) = \begin{cases} 0 \leq t \leq \tau, & x(t) = \hat{x} \\ \tau \leq t \leq T - \tau, & x(t) = 0 \end{cases}$ 	$x(t) = \hat{x} e^{-\delta t} \cos(\omega_0 t)$ 	
Частотная область				

Рис. 13.2. Представления различных сигналов помех в частотной и временной области.

Электромагнитная связь между источником и приёмником помех может возникать в результате:

- гальванической связи (наиболее распространённый случай), которая создаёт симметричные помехи;
- ёмкостной связи, возникающей в результате воздействия переменного электрического поля на паразитные конструктивные ёмкости;
- индуктивной связи, вызванной нахождением проводника, по которому течёт ток, в переменном магнитном поле;
- электромагнитной связи, которая может иметь кондуктивный характер (возникает как наводка на проводники в кабельных жгутах или на проводящие дорожки печатной платы) либо распространяется путём излучения (если ширина зазора между источником и приёмником помехи превышает 0,1 длины волны излучения λ).

Формы представления сигналов помехи

Помехи, имеющие периодический или апериодический характер в определённом временном интервале, могут быть математически представлены в виде наложения синусоидальных и косинусоидальных сигналов различной частоты и амплитуды. На Рис. 13.2 показаны типичные виды сигналов помехи и их спектральные представления.

Полупроводниковые ключи, логические интегральные схемы, микроконтроллеры являются источником широкополосных помех, вызванных внутренними процессами в этих устройствах и работой тактовых генераторов. Сигналы указанных помех имеют периодический характер и могут быть «разло-

жены» в частотный спектр с помощью преобразования Фурье. Ниже в данном разделе приведены аппроксимирующие выражения, которые можно использовать при расчёте амплитуд и частот излома для трапецидальных сигналов. Пример такого сигнала показан на Рис. 13.3, а соответствующая ему аппроксимирующая огибающая спектра представлена на Рис. 13.4. От основной частоты сигнала до первой из частот излома f_{g1} график спектральной зависимости амплитуды сигнала от частоты идёт параллельно оси частот. На участке между первой и второй (f_{g2}) частотами излома амплитуда уменьшается с крутизной 20 дБ/дек, а на последнем участке — с крутизной 40 дБ/дек.

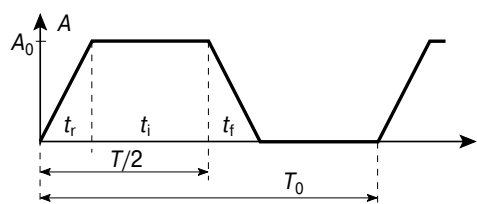


Рис. 13.3. Представление процесса переключения сигналов в виде трапецидальной функции.

В приведённых ниже формулах используются следующие обозначения:

- A_0 — амплитуда исходного сигнала;
- A_n — амплитуда n -й гармоники;
- T_0 — период основной частоты сигнала;
- t_i — длительность импульса;
- t_s — время переключения ($t_r = t_f$);
- n — номер гармоники основной частоты;
- n_{g1} — номер гармоники частоты 1-го излома;
- n_{g2} — номер гармоники частоты 2-го излома;
- f_0 — основная частота;

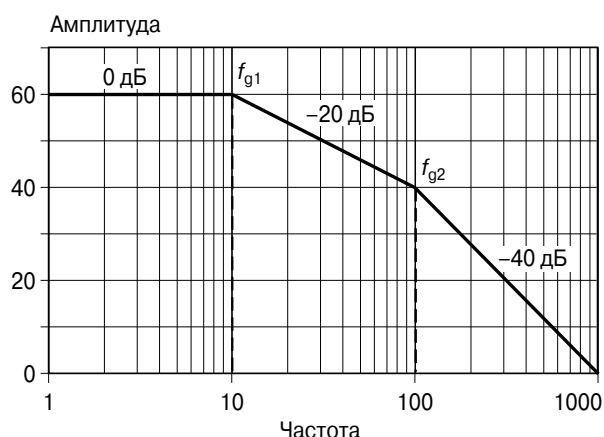


Рис. 13.4. Форма огибающей спектральной характеристики.

f_{g1} — частота 1-го излома;

f_{g2} — частота 2-го излома.

На первом участке спектра в диапазоне частот $f_0 \dots f_{g1}$ амплитуда сигнала не зависит от частоты:

$$A_n \approx \frac{2 \cdot A_0 \cdot t_i}{T_0}. \quad (1)$$

На втором участке в диапазоне частот $f_{g1} \dots f_{g2}$ амплитуда сигнала падает с крутизной 20 дБ на декаду:

$$f_{g1} = \frac{1}{\pi \cdot t_i}, \quad (2)$$

$$A_n \approx A_0 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{n}. \quad (3)$$

На третьем участке (частота выше f_{g2}) амплитуда сигнала падает с крутизной 40 дБ на декаду:

$$f_{g2} = \frac{1}{\pi \cdot t_s}, \quad (4)$$

$$A_n \approx A_0 \cdot \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{n^2} \cdot \frac{T_0}{t_s}. \quad (5)$$

Измерение электромагнитного излучения

Измерения электромагнитного излучения проводятся в частотной области с помощью тестового приёмника или анализатора спектра. Данные приборы позволяют производить оценку различных характеристик

помех путём измерения их пикового, квазипикового, среднего или эффективного значения. При этом измерения проводятся относительно определённого уровня, что позволяет осуществлять удобную индикацию при измерении физических величин от мкВ до В. Показания прибора соответствуют логарифмическому отношению амплитуды сигнала к опорному значению (это опорное значение в технике связи принято называть эффективной мощностью или мощностью помех). Уровень мощности определяется как умноженный на десять десятичный логарифм отношения мощности измеряемого сигнала к эффективной мощности и выражается в децибелах:

$$p = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_x}{P_0}, \text{ дБ.}$$

В технике связи принято считать, что величина опорной (эффективной) мощности P_0 составляет 1 мВт. Чтобы подчеркнуть это, к единице измерения уровня мощности добавляется буква «м» (дБм, т.е. децибелы, отсчитываемые относительно уровня 1 мВт). Уровень напряжения или напряжённости поля, полученный в ходе измерения электромагнитного излучения, имеет размерность дБмкВ или дБмкВ/м соответственно, а формула для него может быть выведена из выражения для уровня мощности. Величине 0 дБмкВ соответствует опорное значение 1 мкВ. Следовательно, для систем с волновым сопротивлением 50 Ом измеренное значение уровня мощности 0 дБм соответствует уровню напряжения 107 дБмкВ.

Формула для уровня напряжения:

$$p = 20 \cdot \log \frac{U_x}{U_0}, \text{ дБмкВ.}$$

Чувствительность тест-приёмников электромагнитных помех зависит от рабочей частоты, которая устанавливается в соответствии с требованиями стандарта CISPR16. Выбор частоты осуществляется с помощью различных полосовых фильтров, в зависимости от требуемого диапазона рабочих частот, как это указано в Табл. 13.1.

Таблица 13.1. Выбор полосы пропускания измерительных полосовых фильтров в соответствии с рабочим диапазоном частот

Ширина полосы (B_W)	200 Гц	9 кГц	120 кГц
Диапазон частот	0.01...0.15 МГц	0.15...30 МГц	30...1000 МГц

Если приёмный канал приёмника «захватывает» лишь одну гармонику сигнала помехи, то измеренное значение не зависит от ширины полосы пропускания (B_W) и характеристик индикатора. Такая помеха называется узкополосной. Напротив, широкополосная помеха имеет место в тех случаях, когда основная частота сигнала низкая, поэтому в полосе частот тестового приёмника оказываются сразу несколько гармоник сигнала, и измеряемое значение будет зависеть от ширины полосы пропускания приёмника (B_W) и качества гармонического анализа сигнала. В этой ситуации «интегральная» процедура измерения сигнала уже неприменима, поскольку не отражает его реальную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). Такая помеха наблюдается, когда при измерении широкополосных сигналов в районе границ между рабочими диапазонами частот тестового приёмника (0.15 МГц и 30 МГц) происходят скачкообразные изменения их амплитуды.

13.1.2. Нормы и стандарты электромагнитной совместимости

Существует большое количество норм и требований, относящихся к обеспечению электромагнитной совместимости оборудования. Они подразделяются на нормы, регламентирующие характеристики измерительного оборудования, параметры тестовых систем и методику измерений помех различной природы. Определяя методику испытаний электрических устройств на электромагнитную совместимость, эти нормы устанавливают критерии, на основании

которых может быть сделан вывод, что испытываемые устройства удовлетворяют требованиям EMC.

Работа по стандартизации требований по электромагнитной совместимости ведётся на международном, европейском и национальных уровнях. На мировом уровне основную нагрузку несут на себе ISO (Международная организация по стандартизации) и IEC (Международная электротехническая комиссия, МЭК), подразделением которой является CISPR (International Special Committee on Radio Interference — Международный специальный комитет по борьбе с радиопомехами). На европейском уровне данную работу осуществляют CEN (Европейский комитет по стандартизации) и CENELEC (Европейский комитет по электротехническим стандартам), а также ETSI (Европейский институт по стандартизации в области телекоммуникаций).

Полупроводниковые интегральные микросхемы являются относительно новым объектом EMC-стандартизации, что требует введения особых нормативов, относящихся исключительно к этим приборам. Требования электромагнитной совместимости для них примерно те же, что и для других устройств и компонентов, однако как индивидуальные компоненты ИС редко используются исключительно в одной области применения. В настоящее время МЭК разработаны две группы нормативов, стандартизирующих методики измерения излучаемых помех (стандарт IEC 61967) и помехоустойчивости ИС (стандарт IEC 62132). В Табл. 13.2 представлен обзор данных стандартов. Указанные методики имеют существ-

Таблица 13.2. Стандарты по методам измерения электромагнитной совместимости для ИС

МЭК 61967	Интегральные схемы — Измерение электромагнитного излучения
МЭК 61967-1	Основные условия и определения
МЭК 61967-2	Метод измерения электромагнитного излучения с помощью ТЕМ-камеры
МЭК 61967-3	Метод поверхностного сканирования
МЭК 61967-4	Метод прямого соединения 1 Ом/150 Ом
МЭК 61967-5	Стендовый метод с применением клетки Фарадея
МЭК 61967-6	Метод магнитного зонда
МЭК 62132	Интегральные схемы — Измерение электромагнитной помехоустойчивости
МЭК 62132-1	Основные условия и определения
МЭК 62132-2	Метод измерения с помощью ТЕМ-камеры
МЭК 62132-3	Метод инъекции объёмного тока
МЭК 62132-4	Метод прямого введения мощности
МЭК 62132-5	Стендовый метод с применением клетки Фарадея

венное значение на ранних этапах проектирования устройств (иногда даже на этапе выбора их компонентов). Благодаря использованию этих методов, можно оценивать характеристики излучаемых помех и помехоустойчивости ИС с точки зрения наилучшей электромагнитной совместимости устройств и их соответствия специфическим требованиям пользователей.

13.1.3. Методы измерения электромагнитной совместимости для интегральных схем

Методы измерения излучаемых помех

Стандарт IEC 61967 претендует на роль общепотребительного стандарта, определяющего характеристики помех, излучаемых интегральными схемами любого типа в диапазоне 150 кГц...1 ГГц. Он включает в себя 5 методов измерения (Табл. 13.3).

Метод ТЕМ-камеры (измерение излучаемых помех по стандарту IEC 61967-2) используется для измерения электромагнитного излучения в окружающую среду, создаваемого внутренней структурой и выводной рамкой ИС. Камера поперечной электромагнитной волны (ТЕМ-камера) представляет собой клинообразный коаксиальный волновод, состоящий из плоского внутреннего проводника (перегородки) и внешнего коаксиального проводника (экрана), и в данном случае используется в качестве экранированной приёмной антенны. Указанный метод измерений электромагнитного излучения требует разработки специальной тестовой платы для испытуемой ИС (Рис. 13.5). Испытуемая ИС, электромагнитное излучение которой требуется измерить, помещается с нижней стороны тестовой платы. За исключением контактных площадок для подсоединения ИС, эта сто-

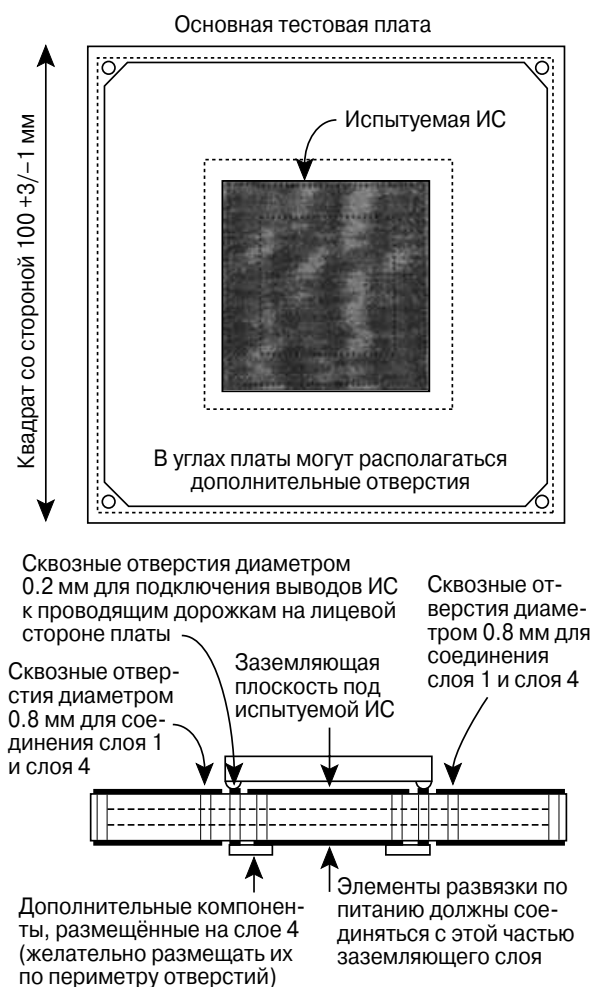


Рис. 13.5. Тестовая плата, используемая совместно с ТЕМ-камерой.

рона полностью металлизирована и служит в качестве «земли» (GND — отрицательное опорное напряжение, которое обычно равно 0 В). На лицевой стороне платы размещаются периферийные компоненты, необходимые для работы испытуемой ИС, а также проводники сигналов и земли. Для разводки цепей питания используются допол-

Таблица 13.3. Методы измерения помех, излучаемых ИС

	Метод ТЕМ-камеры	Сканирование поверхности	Прямое соединение 1 Ом/150 Ом	Метод клетки Фарадея	Метод магнитного зонда
Диапазон частот	0.15...1000 МГц	1...1000 МГц	0.15...1000 МГц	0.15...1000 МГц	0.15... 1000 МГц
Измеряемые физические величины	Напряжённость электромагнитного поля	Напряжённость электромагнитного поля	Ток ВЧ Напряжение ВЧ	Напряжённость электрического и магнитного полей Напряжение ВЧ	Напряжённость магнитного поля Ток ВЧ

нительные слои печатной платы. На **Рис. 13.6** показан вариант подключения испытательного оборудования. Тестовая плата располагается поверх раструба ТЕМ-камеры таким образом, чтобы испытуемая ИС находилась внутри ТЕМ-камеры.

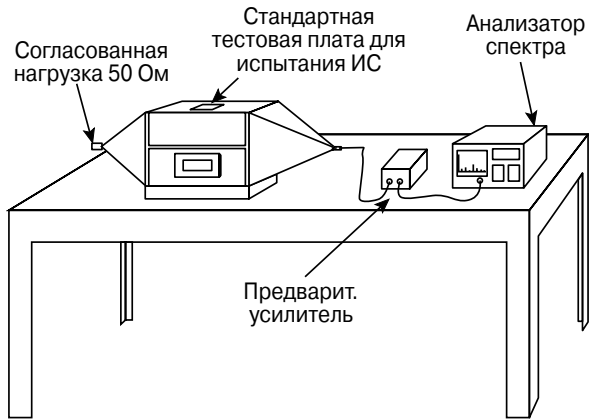


Рис. 13.6. Подключение испытательного оборудования при тестировании ИС с помощью ТЕМ-камеры.

Земляной слой на нижней стороне тестовой платы с помощью пружинных контактов подключается к внешнему экрану ТЕМ-камеры, что обеспечивает надёжное экранирование от ВЧ излучений. Спектр электромагнитных помех, излучаемых микроконтроллером с системной частотой 40 МГц и принимаемых внутренним проводником (перегородкой) ТЕМ-камеры, приведён на **Рис. 13.7**. Уровень помех, излучаемых внутренними «антеннами» ИС, зависит от их ориентации в пространстве ТЕМ-камеры, поэтому измерения проводятся в двух положениях тестовой платы (0° и 90°).

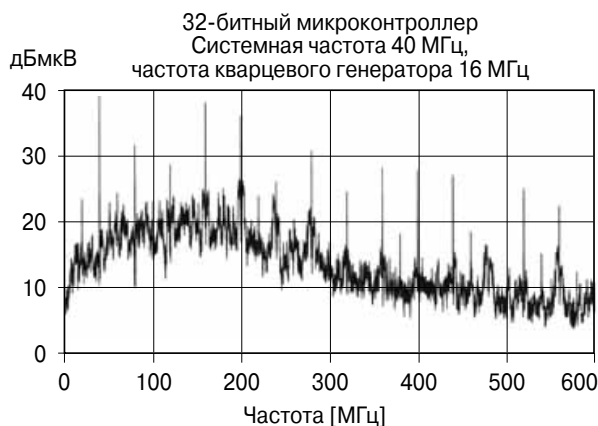


Рис. 13.7. Спектр электромагнитного излучения микроконтроллера в положении 1 (0°).

ТЕМ-камера особенно хорошо подходит для определения характеристик электромагнитного излучения у интегральных схем, работающих на высоких частотах и/или отличающихся большими размерами структурных и конструктивных элементов (что способствует повышенному электромагнитному излучению). Результаты измерений относятся к ИС в целом, т.е. нельзя измерить излучение её отдельных компонентов.

Метод поверхностного сканирования (согласно стандарту IEC 61967-3) предназначен для измерения напряжённости электрических и магнитных полей, излучаемых ИС, путём сканирования её поверхности с помощью электрических и магнитных зондов, работающих в ближнем поле. Такой зонд представляет собой определённым образом ориентированную штыревую или рамочную антенну, которая движется в плоскости, параллельной поверхности испытуемой ИС, и на определённом расстоянии от неё. Управление шаговым приводом антенны осуществляется программно. В процессе сканирования записываются значения напряжённости поля на заданной частоте. Разрешающая способность измерительной системы зависит от размеров зонда и величины шага привода. Во время измерений испытуемая ИС размещается на тестовой плате, которая закрепляется на плоскости опорной земли (но не имеет электрического контакта с ней).

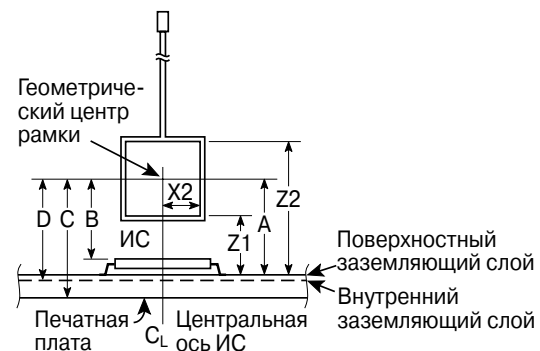


Рис. 13.8. Принцип реализации метода поверхностного сканирования.

На **Рис. 13.8** схематично изображена структура измерительной системы, а **Рис. 13.9** иллюстрирует полученную в результате измерений картину распределения электромагнитного поля вдоль поверхности ИС. Данный метод хорош в тех случаях, когда необходимо уточнить (локализовать) положение источника электромагнитной

помехи заранее известной частоты на поверхности ИС. Однако для измерений в широком диапазоне частот потребуется слишком много времени.

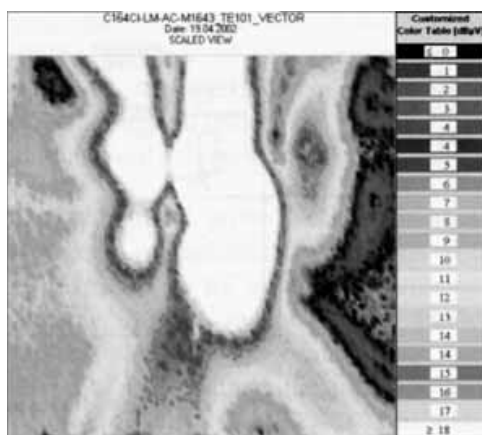


Рис. 13.9. Распределение электромагнитного поля вдоль поверхности ИС.

Метод прямого соединения 1 Ом/150 Ом (согласно стандарту IEC 61967-4) является комбинацией двух методов, предназначенных для определения уровня генерируемых ИС кондуктивных электромагнитных помех, которые могут проявляться в виде тока высокой частоты (для его измерения используется шунт сопротивлением 1 Ом) или высокочастотного напряжения (используется согласующая цепь с импедансом 150 Ом). Когда речь идёт об излучении помех, следует учитывать, что внутри ИС наведённые токи помех возбуждаются только в замкнутых контурах. Путь протекания наведённого тока для различных типов ИС зависит от величины опорного потенциала и может проходить либо по общей земляной шине, либо по цепи питания ИС. Это позволяет измерять суммарный ток кондуктивной помехи путём измерения суммарного тока, протекающего в цепи питания или земли, с помощью токового пробника сопротивлением 1 Ом. Кроме того, таким способом можно отдельно определять токи помех, протекающие через те или иные выводы ИС, представляющие особый интерес для разработчика. Схема одноомного токового пробника, используемого для измерения токов высокой частоты, приведена на Рис. 13.10. Напряжение, падающее на прецизионном резисторе сопротивлением 1 Ом, поступает на тестовый приёмник сигналов, который анализирует данное напря-

жение и выдаёт результат, характеризующий уровень помех, генерируемых ИС. Резистор сопротивлением 49 Ом служит для согласования с входным импедансом измерительного устройства. Разделительный конденсатор на выходе токового пробника защищает вход тестового приёмника от повышенных напряжений постоянного тока.

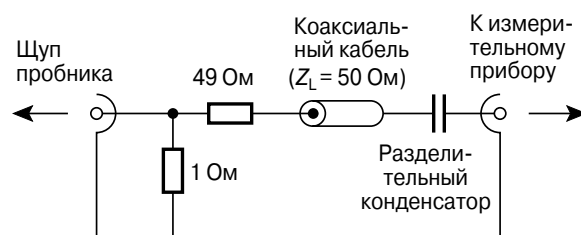


Рис. 13.10. Схема одноомного пробника тока.

Схема с использованием 150-омной цепи согласования импедансов, приведённая на Рис. 13.11, предназначена для измерения напряжения высокочастотной помехи на выводах ИС, к которым подключены соединительные провода, либо на проводниках печатной платы или кабельных жгутах длиной более 10 см. В процессе измерений указанные выводы ИС подключаются к типичной антенной нагрузке с импедансом 150 Ом (в соответствии со стандартом IEC 61000-4-6). На Рис. 13.12 приведена комбинированная схема, сочетающая токовый пробник 1 Ом и 150-омную цепь.

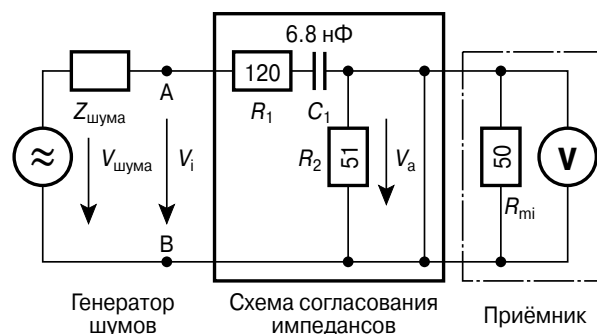


Рис. 13.11. Схема 150-омного пробника напряжения.

Спектры узкополосной и широкополосной помехи, генерируемой силовой ИС и измеренной с помощью 150-омного пробника напряжения, приведены на Рис. 13.13. Поскольку метод прямого соединения обеспечивает практически постоянную передаточную характеристику, он может быть использован для измерения

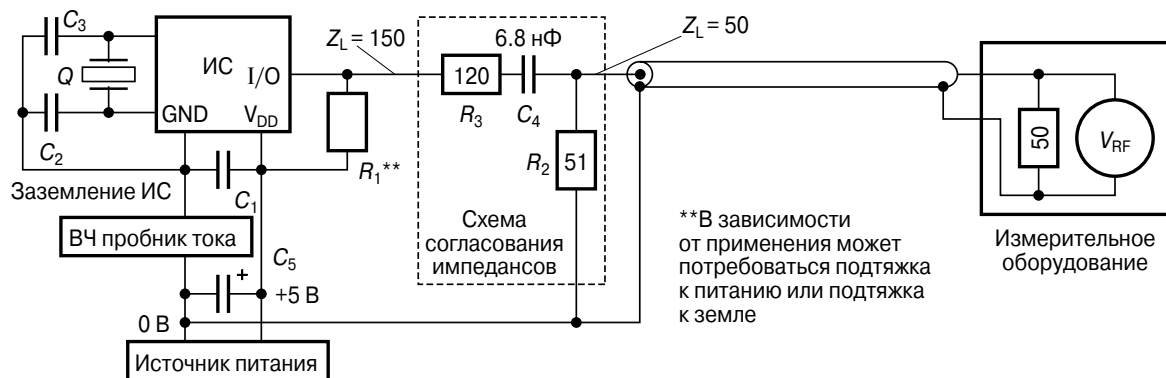


Рис. 13.12. Схема испытания, реализующая метод прямого соединения 1 Ом/150 Ом.

уровня помех, излучаемых интегральными схемами, с высоким разрешением и в широком диапазоне частот. При данном методе результаты могут быть получены как для ИС в целом, так и выборочно для тех или иных выводов ИС.

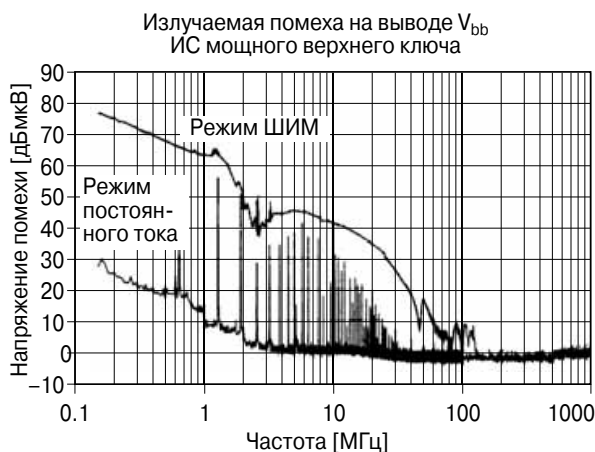
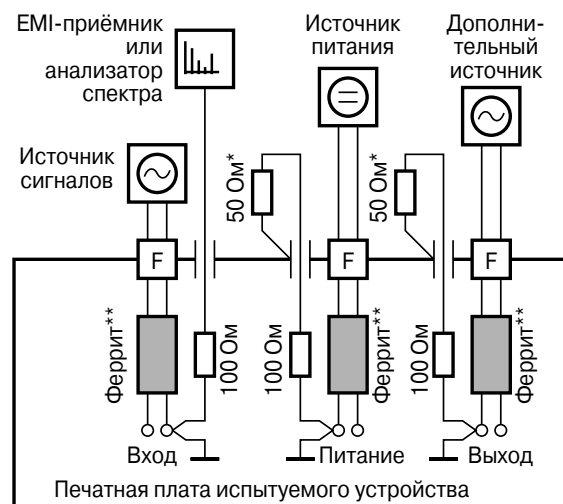


Рис. 13.13. Спектр помехи.

Стендовый метод с применением клетки Фарадея (измерение кондуктивного излучения согласно стандарту IEC 61967-5) позволяет измерять уровень помех, излучаемых ИС, группами ИС и целыми платами, предназначенными для реализации тех или иных прикладных задач. Как и в методе прямого соединения, здесь предполагается, что на частотах до 1 ГГц ($\lambda/2 = 17$ см) электромагнитное излучение от самих ИС мало по сравнению с излучением от соединительных проводников. Синфазный импеданс свободных концов кабелей относительно земли (150 Ом, IEC 61000-4-6) в схеме измерения моделируется при помощи цепи с импедансом 150 Ом относительно опорной земли (клетки Фарадея). Эта цепь включает в себя резистор сопротивлением

100 Ом и 50-омное внутреннее сопротивление тестового приёмника либо 50-омный согласующий резистор. Стенки клетки Фарадея также представляют собой опорную землю. Входные и выходные соединительные провода от периферийных источников питания «вводятся» в корпус измерительного устройства через вводные фильтры и снабжены синфазными дросселями, импеданс которых на частоте 150 кГц должен составлять 280 мкГн ($Z = 263$ Ом).

Измерительная схема подключается к двум синфазным точкам сигнальной цепи, цепи питания или к выходным линиям тестовой платы, как это показано на Рис. 13.14. Измеряемая кондуктивная по-



* Подлежащие проверке линии (сигнальные или питания), к которым в данный момент не подключён анализатор спектра, заземляются через согласующий резистор 50 Ом

** Импеданс ферритового дросселя $\gg 150$ Ом

Рис. 13.14. Схема установки, реализующей стендовый метод измерений помех с применением клетки Фарадея (WBFC).

межа представляет собой высокочастотный синфазный ток, протекающий на землю (GND), а также вызванные быстрыми изменениями напряжения (dv/dt) токи, которые через паразитные ёмкости замыкаются на экранирующие стенки клетки Фарадея. Контуры, в которых наводятся токи помехи, через 150-омную согласующую цепь замыкаются на синфазную (общую) точку источника помехи. Принцип измерения поясняет изображённая на **Рис. 13.15** модель с сосредоточенными параметрами.

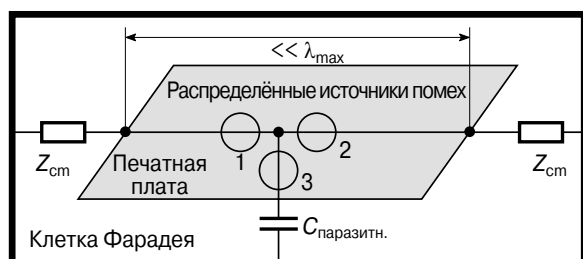


Рис. 13.15. Пояснение принципа измерения синфазной помехи.

Метод магнитного зонда (согласно стандарту IEC 61967-6) представляет собой метод измерения высокочастотного тока кондуктивной помехи. С помощью магнитного датчика (зонда) измеряется напряжённость магнитного поля на определённом расстоянии от соединительного проводника, подключённого к соответствующему выходу испытуемой ИС (в том случае, когда этот проводник выполнен в виде полосковой линии). Данный метод позволяет оценить уровень высокочастотных токов, которые создают электромагнитные помехи, излучаемые через проводящие дорожки печатной платы, земляной слой и шины питания.

Как видно из **Рис. 13.16**, с помощью данного метода можно измерять ВЧ токи помех в различных точках схемы. На **Рис. 13.17** приведена схема включения испытуемой ИС для реализации метода магнитного зонда. Применяя формулы преобразования физических величин и вводя соответствующие калибровочные коэффициенты, можно пересчитать измеренный уровень напряжённости магнитного поля в эквивалентный ему высокочастотный ток помехи.

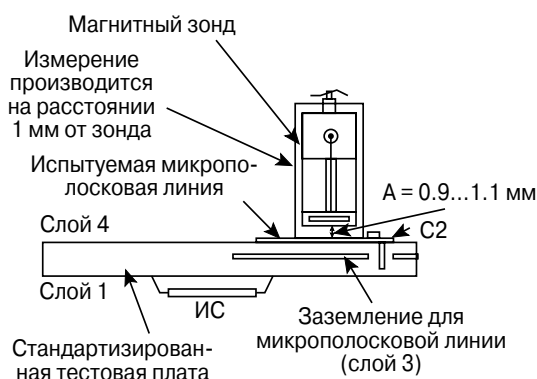


Рис. 13.16. Метод магнитного зонда.

Метод магнитного зонда предпочтительно использовать для измерения уровня электромагнитных излучений, генерируемых ИС, рабочая частота которых достаточно высока (находится в верхней части мегагерцового диапазона). Преимуществом магнитного зонда по сравнению с ТЕМ-камерой является возможность выборочного измерения уровня помех на отдельных выводах испытуемой ИС. Получаемые при этом результаты сравнимы с результатами, которые даёт метод одноомного токового пробника.

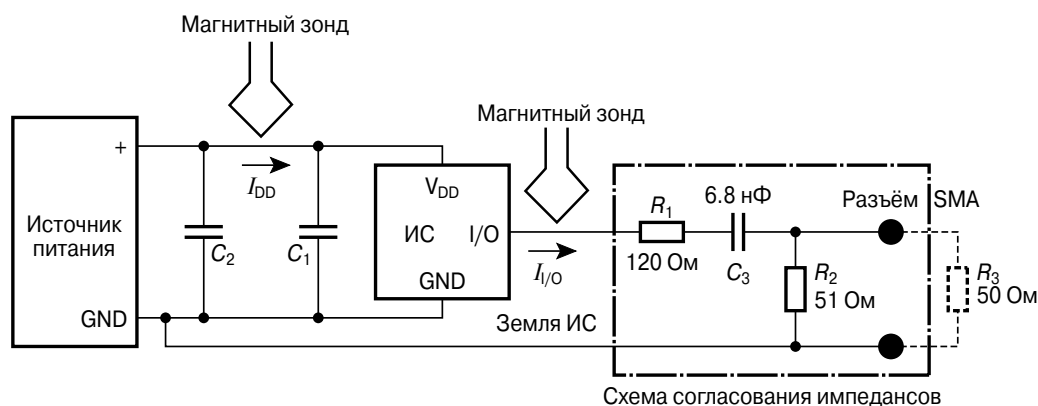


Рис. 13.17. Схема испытаний при измерениях методом магнитного зонда.

Методы измерения помехоустойчивости ИС

Стандарт IEC 62132 является основным стандартом, определяющим характеристики помехоустойчивости интегральных схем любого типа в диапазоне 150 кГц...1 ГГц. В Табл. 13.4 перечислены различные методы измерения помехоустойчивости и указаны физические величины, связанные с использованием этих методов.

Метод ТЕМ-камеры (согласно стандарту IEC 62132-2) предназначен для определения помехоустойчивости ИС и применяется в тех случаях, когда приёмниками помех являются исключительно элементы внутренней структуры и выводной рамки ИС. Данный метод работает по тому же принципу, что и одноимённый метод измерения электромагнитного излучения. Отличие состоит в том, что в ТЕМ-камере размещается не тестовый приёмник излучения, а высокочастотный генератор с соответствующим усилителем сигнала, что позволяет воздействовать на испытуемую ИС высокочастотным излучением заданной мощности. При этом используется та же самая тестовая плата. В процессе измерений определяется максимально допустимый уровень напряжённости электромагнитного поля, воздействие которого не приводит к сбою функционирования ИС.

Метод инъекции объёмного тока (согласно стандарту IEC 62132-3) применяется для определения устойчивости ИС к высокочастотным токам помех (наводкам), возникающим в проводниках, которые подключены к соответствующим выводам ИС и служат для соединения ИС с периферийными устройствами. Данный метод разработан в соответствии со стандартом испытаний компонентов на устойчивость к воздействию кондуктивных помех (ISO 11452-4). Он основан на том, что соединительные проводники, подключённые к отдельным электронным компонентам ИС, представ-

ляют собой антенны, которые улавливают из окружающей среды высокочастотные сигналы электромагнитных помех и в форме токов высокой частоты передают их по указанным соединительным проводникам на входы ИС, которая работает как приёмник данных помех. ВЧ ток «инжектируется» в подключённые к выводам испытуемой ИС проводники с помощью бесконтактного (надевающегося сверху на проводник) токового пробника. Второй токовый пробник используется для измерения ВЧ тока в проводнике. Блок-схема установки, реализующей данный метод измерений, приведена на Рис. 13.18.

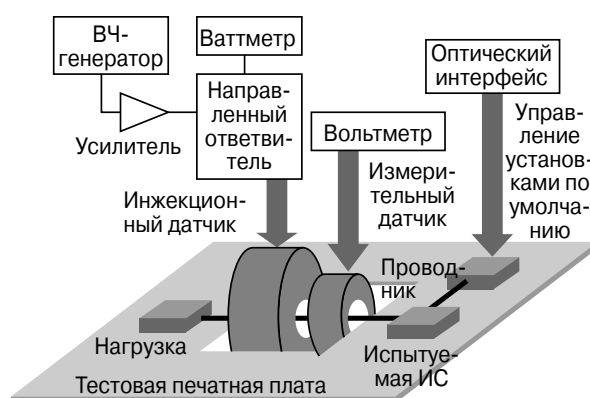


Рис. 13.18. Схема установки для измерения помехоустойчивости методом инъекции объёмного тока.

Для проведения измерений методом инъекции объёмного тока нужна специальная тестовая плата, которая имеет посередине вырез для размещения «передающего» и измерительного токовых пробников. Испытуемая ИС вместе с остальными компонентами схемы, в которой она используется, размещается с одной стороны тестовой платы. Периферийные устройства, источники сигналов и т.п. размещаются с обратной стороны платы; для развязки от помех используются ВЧ фильтры. Испытуемая ИС под-

Таблица 13.4. Методы измерения помехоустойчивости ИС

	Метод ТЕМ-камеры	Метод инъекции объёмного тока	Метод прямого введения ВЧ мощности	Стендовый метод с использованием клетки Фарадея
Диапазон частот	0.15...1000 МГц	1...4000 МГц	0.15...1000 МГц	0.15...1000 МГц
Измеряемые физические величины	Напряжённость электромагнитного поля	Ток ВЧ	Ток ВЧ Напряжение ВЧ	Напряжённости электрического и магнитного полей Напряжение ВЧ

ключается к периферийным устройствам соединительными проводами. На провод, подключённый к выводу ИС, который требуется протестировать, надеваются зажимы токовых пробников. На той стороне тестовой платы, где размещена испытуемая ИС, контур протекания высокочастотного тока замыкается непосредственно через ИС, а на «периферийной» стороне тестовой платы — через проходной конденсатор или за счёт прямой гальванической связи с шиной опорной земли. Данный метод позволяет выборочно инжектировать электромагнитную ВЧ энергию в те или иные выводы ИС и даже в несколько выводов одновременно. Помехоустойчивость ИС можно охарактеризовать путём сравнения уровней инжектированной в ИС высокочастотной мощности и измеренного ВЧ тока.

Метод прямого введения мощности (согласно стандарту IEC 62132-4) представляет собой метод определения устойчивости ИС к кондуктивным помехам, когда электромагнитная мощность высокой частоты инжектируется в конкретный вывод ИС. В основе данного метода измерений лежит предположение, что энергия внешнего электромагнитного поля улавливается,

главным образом, подключёнными к тестируемому выводу ИС соединительными проводами или «квазиантеннами», образованными проводниками печатной платы, и затем передаётся в указанный вывод ИС. Тестовым критерием при определении степени помехоустойчивости ИС является уровень прямой ВЧ мощности, поступающей в вывод ИС через разделительный конденсатор. На **Рис. 13.19** приведена схема соответствующей измерительной установки. Реализация данного метода требует наличия специальной тестовой платы, имеющей, как минимум, два слоя. Выбор точек подключения к тестовой плате для ввода ВЧ мощности должен осуществляться на основании тех же критериев, что и при реализации метода измерения электромагнитного излучения путём прямого соединения и использования 150-омной согласующей цепи. Развязка периферийных нагрузок или источников сигналов от высокочастотных помех осуществляется за счёт высокого импеданса соответствующих цепей ($Z \geq 400 \text{ Ом}$). На **Рис. 13.20** показаны способы подключения измерительного сигнала в симметричном (дифференциальном) и асимметричном (синфазном) режимах.



Рис. 13.19. Схема испытаний для измерения помехоустойчивости методом прямого введения мощности.

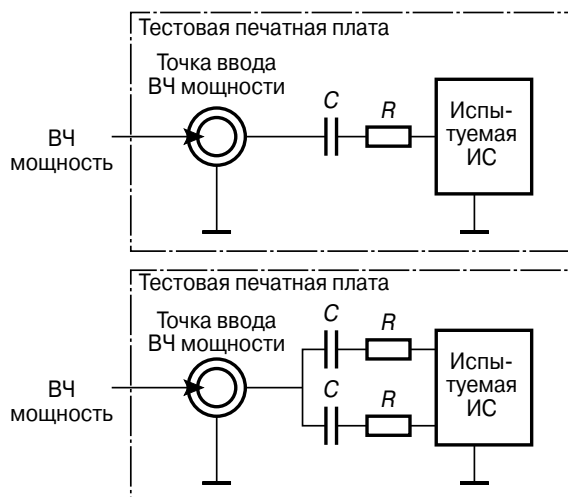
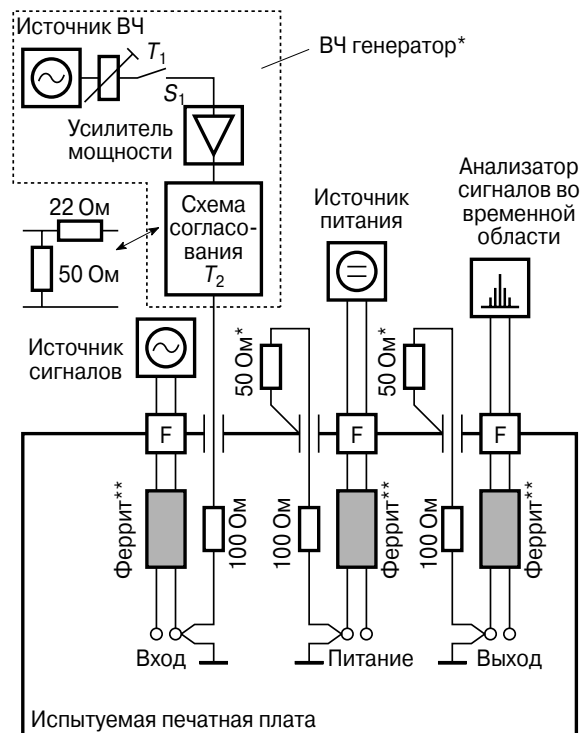


Рис. 13.20. Точки прямого введения мощности в синфазном (верхняя схема) и дифференциальном (нижняя схема) режимах.

Данный метод используется как для селективных измерений (конкретно для выбранного вывода испытываемой ИС), так и для одновременной подачи ВЧ мощности на несколько выводов. В зависимости от назначения тестируемого вывода (внутренний, защищенный, внешний), входная мощность может варьироваться от 50 мВт до 5 Вт.

Стендовый метод с применением клетки Фарадея (согласно стандарту IEC 62132-5) предназначен для измерения помехоустойчивости ИС; при этом входная ВЧ мощность прикладывается к тем же синфазным точкам тестовой или рабочей платы, к которым в рассмотренной выше одноименной схеме измерения электромагнитного излучения прикладывалось входное ВЧ напряжение. Цепь подачи ВЧ мощности состоит из резистора сопротивлением 100 Ом, подключенного через отверстие в стенке клетки Фарадея к выходу усилителя (внутреннее сопротивление усилителя $R_i = 50$ Ом), на вход которого поступает сигнал с ВЧ генератора. Цепь протекания тока помехи образована вторым резистором сопротивлением 100 Ом, который через 50-омный эквивалент нагрузки подключается к корпусу клетки Фарадея, стенки которой используются в качестве опорной земли. Проводники, соединяющие тестовую плату с внешними источниками питания, входами и выходами, вводятся внутрь клетки Фарадея через проходные фильтры и синфазные дроссели, импеданс которых на частоте

150 кГц должен составлять 280 мкГн ($Z = 263$ Ом). Блок-схема установки, реализующей данный метод измерений помехоустойчивости, приведена на **Рис. 13.21**.



* Подлежащие проверке линии (сигнальные или питания), к которым в данный момент не подключен ВЧ генератор, заземляются через согласующий резистор 50 Ом

** Импеданс ферритового дросселя > 150 Ом

Рис. 13.21. Схема испытаний для измерения помехоустойчивости стендовым методом с применением клетки Фарадея.

13.1.4. Модели, используемые при оценке устойчивости ИС к электростатическим разрядам (ESD)

Помимо частотно-зависимых характеристик электромагнитной совместимости, в основном связанных с процессом функционирования электронных устройств, на работоспособность отдельных их компонентов могут негативно влиять электростатические явления. Ток, возникающий при электростатическом разряде (ElectroStatic Discharge — ESD), может вывести компонент из строя. Проверка устойчивости компонентов со встроенными схемами защиты к воздействию электростатического разряда осуществляется с использованием моделей, соответствующих международным стандартам. К наиболее известным из них

относятся модель человеческого тела (Human Body Model — HBM), механическая модель (Machine Model — MM) и модель заряженного устройства (Charged Device Model — CDM) или, как вариант, модель съёмного устройства (Socketed Device Model — SDM). Если модели HBM и MM предназначены для симуляции процесса электростатического разряда заряженного объекта (человека или механического устройства) при его соприкосновении с электронным компонентом, то в моделях CDM/SDM рассматривается процесс быстрого разряда электростатически заряженного электронного компонента.

Модель человеческого тела (HBM) и механическая модель (MM)

Модель человеческого тела является наиболее хорошо известной и широко распространённой моделью для оценки устойчивости электронных компонентов к воздействию электростатического разряда. В ней рассматривается случай, когда носитель электростатического заряда (человек) разряжается через заземлённый компонент (Рис. 13.22). Здесь предполагается, что человеческое тело обладает электрической ёмкостью 100 пФ. Резистор $R = 1500 \text{ Ом}$ представляет собой контактное сопротивление между человеческим телом и поверхностью подвергнувшегося воздействию ESD электронного компонента.

В принципе, следовало бы производить испытания на устойчивость к воздействию электростатического разряда для каждого из выводов испытываемого электронного компонента по отношению ко всем другим его выводам (комплексное тестирование выводов). Если устройство имеет много выводов, то проведение таких испытаний оказывается чересчур дорогостоящим. Поэтому существующие стандарты предусматривают также варианты испытаний для так называемых комбинаций выводов. Эти варианты включают в себя проверку ESD-устойчивости различных выводов (как правило, это порты ввода/вывода и выводы питания) по отношению к питающим напряжениям. Кроме того, часто проводят так называемый тест ввода/вывода, когда испытательное напряжение прикладывается между каждым из портов ввода/вывода ИС и всеми остальными (соединёнными накоротко) выводами порта.

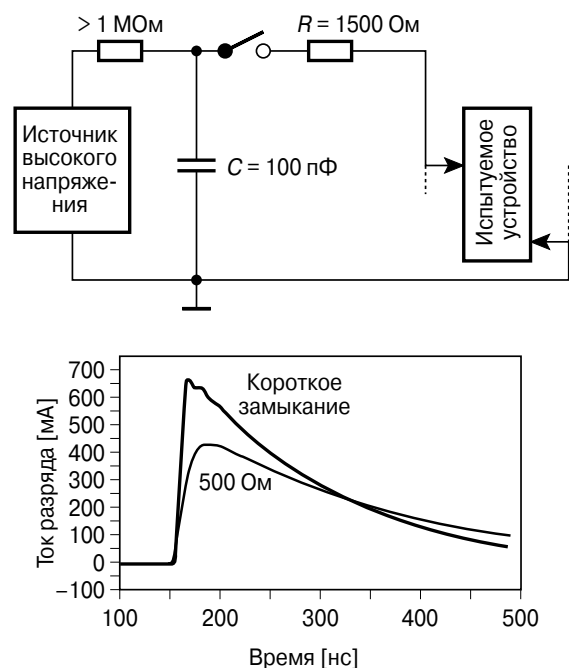


Рис. 13.22. Эквивалентная схема (вверху) и график зависимости разрядного тока от времени (внизу) для HBM-тестера при напряжении заряда 1 кВ.

Первый стандарт, описывавший метод испытаний с применением модели HBM (MIL-STD883D, метод 3015), в настоящее время вышел из употребления, хотя и часто цитируется. Компания Infineon в своих разработках следует требованиям стандарта JEDEC «Испытание на чувствительность к электростатическому разряду, модель человеческого тела» (JESD22-A114-B), который определяет как стандартные комбинации выводов, так и количество импульсов напряжения и форму этих импульсов для HBM-тестера (см. Рис. 13.22).

В отличие от HBM-модели, учитывающей электростатический разряд, возникающий при контакте обладающего электростатическим зарядом человека с испытываемым электронным компонентом, в так называемой механической модели объектом, воздействующим на компонент, является другое заряженное устройство или машина. Эквивалентная схема для данной модели отличается от уже рассмотренной выше (см. Рис. 13.22) лишь величинами собственной ёмкости объекта ($C = 200 \text{ пФ}$) и разрядного сопротивления ($R = 0 \text{ Ом}$). Вследствие малости разрядного сопротивления, форма разрядного импульса (Рис. 13.23) определяется лишь величинами паразитных элемен-

тов схемы. Следовательно, повторяемость и взаимная совместимость результатов испытаний при использовании модели ММ оказывается значительно ниже, чем при использовании модели НВМ.

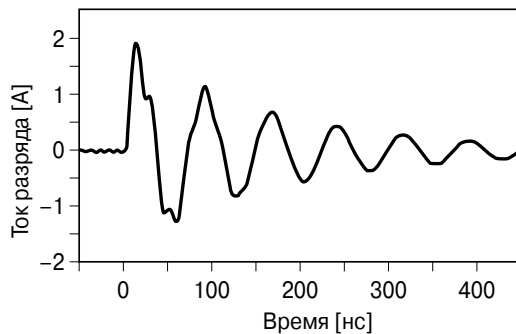


Рис. 13.23. Разрядный ток при испытаниях по модели ММ и напряжении 100 В.

Сама процедура испытаний (комбинации выводов, оценка результатов воздействия электрического напряжения) практически идентична процедуре испытаний для модели НВМ и осуществляется в рамках международных стандартов. Компания Infineon следует требованиям стандарта JEDEC «Испытания на чувствительность к электростатическому разряду, механическая модель» (JESD22-A115-A). Разрядные импульсы для каждой из рассматриваемых тест-моделей (НВМ и ММ) имеют близкие значения времени нарастания и несущественно различаются по длительности. Обе модели предполагают, что результатом воздействия электростатического разряда на испытуемое устройство будет возникновение одной и той же неисправности (тепловая перегрузка схемы защиты от ESD). Поскольку использование модели ММ не даёт никакой дополнительной тестовой информации, а повторяемость результатов испытаний для неё существенно ниже, чем для модели НВМ, компания Infineon при определении чувствительности электронных компонентов к воздействию электростатического разряда, как правило, использует модель НВМ.

Модель заряженного устройства (CDM) и модель съёмного устройства (SDM)

Модель заряженного устройства (CDM) подробно описывает другой тип электростатического разряда, который может стать причиной неисправностей устройства, от-

личающихся от описанных выше. В ней рассматривается случай, когда устройство (ИС) ещё в процессе его производства приобретает электростатический заряд, а затем разряжается на объект, обладающий высокой проводимостью (например, на землю). Этот чрезвычайно быстрый разряд не приводит к перегреву схемы защиты ИС от ESD (как это происходит при использовании моделей НВМ или ММ), зато он вызывает пробой изолирующего оксидного слоя. На **Рис. 13.24** показана типичная форма разрядного импульса при испытаниях по модели CDM. Его нарастающий фронт гораздо короче (время нарастания приблизительно 300 пс), а общая длительность импульса существенно ниже (приблизительно 0,5 нс), чем соответствующие параметры импульсов в моделях НВМ и ММ. Это означает, что, хотя амплитуда тока в импульсе достигает нескольких ампер даже при низких напряжениях разряда, при использовании модели CDM уровень мощности, рассеиваемой в устройстве, оказывается ниже, чем при использовании моделей НВМ и ММ.

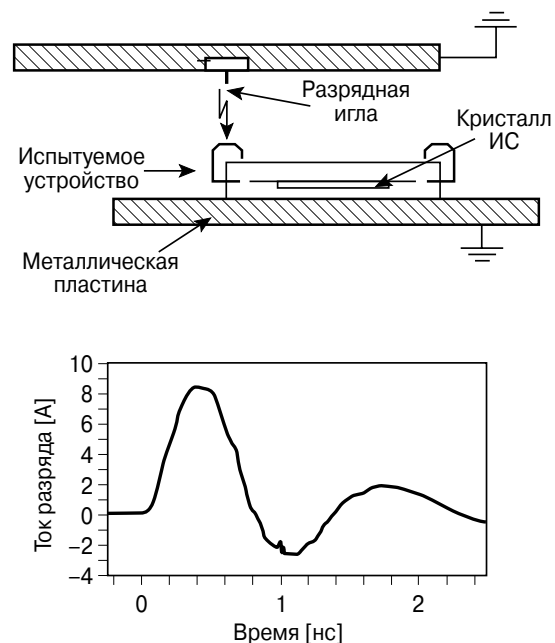


Рис. 13.24. Типичная схема установки для CDM-испытаний и форма разрядного тока (ИС в корпусе PLCC-44, напряжение заряда 500 В).

В процессе тестирования, когда ИС испытывается на устойчивость к воздействию электростатического разряда, она вынута из панельки и лежит на металлической плас-

тине выводами вверх. Сначала ИС заряжается посредством подачи заряда на земляной вывод через высокоомный резистор либо за счёт электростатической индукции от заряженной подложки. Затем выводы ИС поочередно разряжаются (при касании их заземлённой иглой). Как видно из **Рис. 13.24**, кристалл ИС и металлическая пластина, на которой лежит ИС, образуют конденсатор. Ёмкость этого конденсатора зависит от геометрии корпуса ИС. Значение данной ёмкости определяет величину электрического заряда, который может быть «запасён» кристаллом ИС, и, следовательно, амплитуду разрядного тока. Поскольку процесс разряда начинается с того, что между тестируемым выводом ИС и заземлённой иглой возникает искра (ещё до того, как они соприкасаются друг с другом), повторяемость теста CDM также невысока. Однако данное испытание очень хорошо моделирует реальные ситуации, возникающие при различных манипуляциях с ИС.

Стандарты для модели CDM проработаны ещё не столь подробно, как для HBM-модели. Существующие ныне рекомендации различаются не только методами заряда испытуемых устройств, но и в отношении других параметров, таких как величина пикового тока разряда или методы калибровки. Компания Infineon придерживается разработанных JEDEC нормативов согласно JESD22-C101-A.

Значительно лучшую воспроизводимость результатов испытаний обеспечивает модель съёмного устройства (SDM), когда испытуемая ИС вставлена в панельку, а разряд осуществляется через реле. Однако при этом электростатически заряжается не только сама ИС, но и панелька и вся установка для испытаний. Поскольку такая установка обладает большей ёмкостью, чем при испытаниях по модели CDM, при том же зарядном напряжении величина «запасённого» заряда оказывается больше, соответственно, увеличивается и разрядный ток. Таким образом, испытания по модели SDM являются более критичными к параметрам испытуемой ИС, чем при использовании модели CDM. Кроме того, вследствие большой величины зарядной ёмкости, она не зависит от типа корпуса ИС. Стандарты SDM-испытаний в настоящее время только разрабатываются (например, этим занимаются в МЭК), поэтому в качес-

тве таковых можно рекомендовать Технический отчёт, опубликованный Американской Ассоциацией по ESD (ESD TR 08-00: Socket Device Model (SDM) Tester). Учитывая рассмотренные выше преимущества модели SDM, для слаботочных CDM-устройств производства Infineon используется модель SDM, а их CDM-испытания осуществляются лишь в тех случаях, когда тест SDM показывает низкую устойчивость к воздействию электростатического разряда.

13.2. Электромагнитная совместимость автомобильных силовых ИС

Сфера применения автомобильных силовых ИС охватывает широкий диапазон функций и приложений устройств автомобильной электроники. Основной их функцией является распределение, преобразование или передача электрической мощности от единиц милливатт (мВт) до нескольких киловатт (кВт). Диапазон рабочих напряжений этих ИС адаптирован с учётом автомобильных бортовых напряжений 12 В, 24 В или 42 В. Автомобильные силовые ИС представляют собой целый большой класс приборов, куда входят как простые МОП/ДМОП-компоненты, так и нижние и верхние ключи и мостовые переключатели со встроенными защитными и диагностическими функциями, линейные и ключевые (импульсные) стабилизаторы напряжения, коммуникационные ИС и даже специализированные интегральные схемы высокой степени интеграции (ASIC/ПЛИС), предназначенные для выполнения таких прикладных задач, как реализация систем ABS или управление подушками безопасности. Совершенствование ИС направлено, в том числе, и на снижение излучаемых ими электромагнитных помех до минимально возможного уровня, а также на обеспечение наилучшей внутренней устойчивости ИС к воздействию внешних электромагнитных помех. При этом требования по электромагнитной совместимости, относящиеся к системе в целом, следует применять и к входящим в её состав ИС, чтобы те или иные меры по улучшению EMC-характеристик интегральных схем оказывали как можно меньшее влияние на внешние схемы. Для определения характеристик автомобильных силовых ИС с точки зрения их соответствия стандартам EMC ис-

пользуются следующие методики: метод прямого соединения 1 Ом/150 Ом (согласно стандарту IEC 61967-4) и метод прямого введения мощности (согласно стандарту IEC 62132-4).

13.2.1. Мощные ключевые ИС

Силовые ключевые ИС (к ним относятся ИС верхних и нижних ключей, а также мостовые ИС) используются в электронных блоках управления как для коммутации источников питания постоянного тока, так и во всё большей степени для реализации систем питания с ШИМ-регулированием. В процессе работы силовые ключи могут генерировать как узкополосные, так и широкополосные электромагнитные помехи, которые распространяются по шинам питания или через выходные цепи. В режиме постоянного тока (DC) гармоника, генерируемые при работе внутренних схем подкачки заряда, формируют узкополосный спектр помех, в то время как в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) к нему добавляются широкополосные составляющие, возникающие при переключении токовой нагрузки с частотой ШИМ. Спектр сигналов помех простирается далеко в мегагерцовый диапазон, что может оказывать нежелательное влияние на радиосвязь и качество приёма радиосигналов.

Излучение помех, вызванных работой генераторов подкачки заряда в мощных ключевых ИС

Генераторы подкачки заряда, которые используются в интегральных схемах для получения напряжений, превышающих поступающее напряжение питания, являются источниками узкополосных помех. Упрощённая схема генератора подкачки заряда приведена на **Рис. 13.25**.

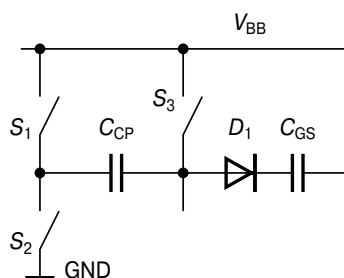


Рис. 13.25. Упрощённая схема генератора подкачки заряда.

В фазе заряда конденсатора подкачки C_{CP} ключи S_2 и S_3 замкнуты. После того как ключи S_2 и S_3 размыкаются, замыкается ключ S_1 , и заряд, накопленный в C_{CP} , через диод D_1 перетекает в разделительный конденсатор C_{GS} . Размеры кристалла ИС ограничены, поэтому ёмкость интегрированных в него конденсаторов не может составлять более нескольких пикофард. Следовательно, для того, чтобы обеспечить достаточно быстрый (за несколько миллисекунд) заряд разделительного конденсатора C_{GS} (этот конденсатор подключается к затвору мощного силового транзистора, а его ёмкость обычно составляет несколько нанофард), ключи должны работать в мегагерцовом диапазоне. Таким образом, в ходе циклов зарядки/разрядки конденсаторов в цепи источника питания периодически протекают нерегулируемые токи; кроме того, существует проблема, связанная с протеканием сквозных токов через ключи S_1 и S_2 . Всё это вызывает появление нежелательных высокочастотных токов помехи на выводах питания и земли ИС. На **Рис. 13.26** приведён типичный спектр узкополосной помехи на выходе генератора подкачки заряда, состоящий из гармоник частоты переключения 700 кГц. Уменьшить воздействие этих помех на внешние устройства можно было бы такой простой мерой, как сдвиг рабочей частоты ИС в диапазон, в котором отсутствуют сигналы радиостанций. Однако такой вариант исключается, поскольку существуют ещё и специальные радиодиапазоны и различные региональные требования. Другой мерой по снижению уровня помех является управление ключами S_1 и S_2 , позволяющее избежать появления сквозных токов и уменьшить мощность генератора подкачки заряда за счёт снижения потерь при переключении. Более сложным решением является реализация новой концепции построения источников питания, которая позволяет исключить прохождение токов помехи по шинам питания. В этом случае, как показано на **Рис. 13.27**, генератор подкачки заряда подключается через фильтрующую и тококомпенсирующую схему, благодаря чему уровень электромагнитного излучения снижается на 20...30 дБ (**Рис. 13.28**). Другие концепции связаны с «разбросом» рабочей частоты генератора подкачки заряда в диапазоне Δf , что позволяет распределить энергию электромагнитных помех между несколькими гармониками.

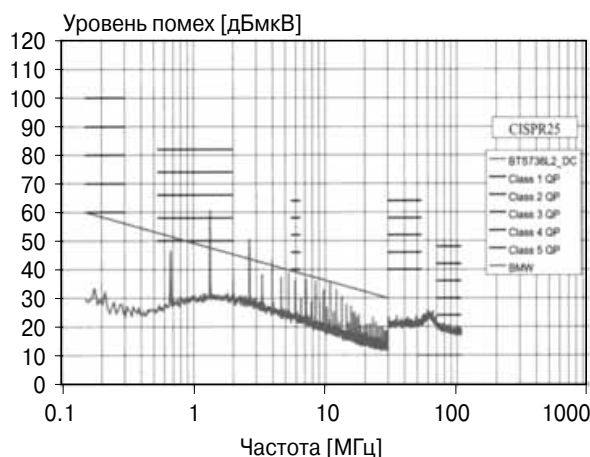


Рис. 13.26. Спектр электромагнитных помех, излучаемых генератором подкачки заряда.

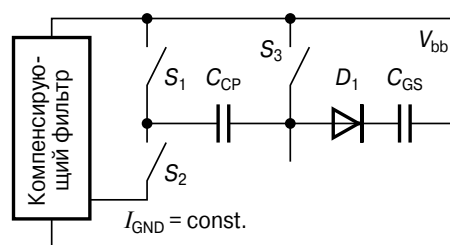


Рис. 13.27. Схема генератора подкачки заряда с внутренним фильтром.

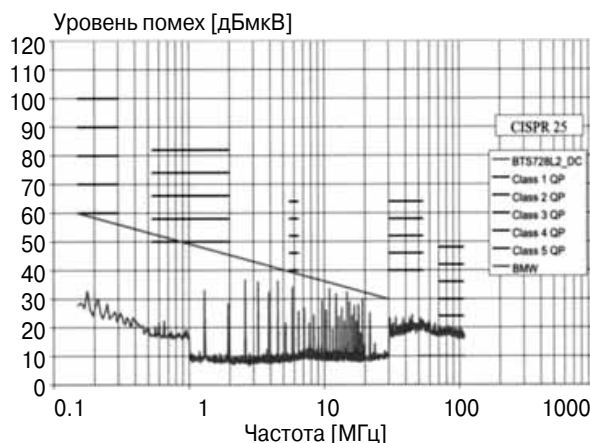


Рис. 13.28. Спектр электромагнитных помех, излучаемых генератором подкачки заряда с внутренним фильтром.

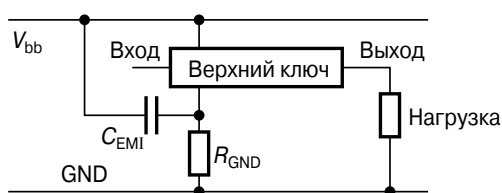


Рис. 13.29. Внешние цепи подавления помех, создаваемых генератором подкачки заряда.

Внешние цепи, предназначенные для снижения уровня узкополосных кондуктивных помех, распространяющихся по шине питания, могут включать в себя фильтрующие конденсаторы или RC -фильтры. Рекомендуемая схема включения этих фильтров приведена на Рис. 13.29.

Между шиной питания и земляным выводом ИС следует включить керамический конденсатор (C_{EMI}) ёмкостью приблизительно 10 нФ, а между земляным выводом ИС и опорной землёй схемы — резистор сопротивлением 150 Ом. Помимо ограничения тока ВЧ помехи, добавление этого резистора повышает защищённость ИС от воздействия ISO-импульсов. В случаях, когда использовать этот резистор не представляется возможным, следует увеличить ёмкость конденсатора до 1...10 мкФ, чтобы получить тот же фильтрующий эффект (Рис. 13.30).

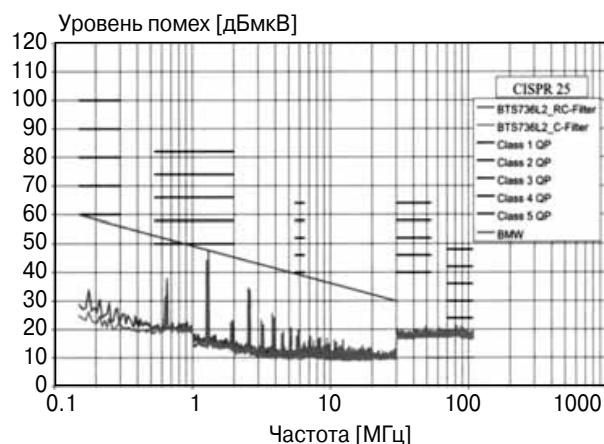


Рис. 13.30. Спектр электромагнитных помех, излучаемых ИС BTS736L2 при работе в режиме постоянного тока с внешним фильтром.

Электромагнитные помехи, излучаемые мощными ключевыми ИС в режиме ШИМ

При работе в режиме ШИМ силовые ключи генерируют широкополосные помехи, которые могут быть измерены, если частота переключения ниже верхней граничной частоты измерений тестового приёмника. Эти электромагнитные помехи распространяются от ключа по входным и выходным линиям ИС в соединительные кабельные жгуты. Особенно высокий уровень энергии данных помех сосредоточен в нижней и средней областях частотного

спектра. Характеристики источников подобных помех определяются формой сигналов тока и напряжения, их амплитудой, временем переключения и длительностью периода этих сигналов. При использовании ИС в конкретном устройстве частота переключения и ток нагрузки обычно заданы заранее. Поэтому минимизация помех возможна лишь путём управления временем переключения ИС или оптимизации (с точки зрения электромагнитной совместимости) формы фронта сигнала переключения. Большее время переключения означает меньший уровень излучаемых помех, однако это и большие потери мощности при переключении, связанные со снижением крутизны фронта сигнала переключения. Другой путь снижения ШИМ-помех заключается в проектировании ИС таким образом, чтобы при переключении сигналов в их спектре не появлялись высокочастотные гармоники. Это достигается путём селективной коррекции формы фронта сигнала переключения тока или напряжения. Идеальный с точки зрения ЭМС процесс коммутации сигналов означает максимальную скорость переключения и низкие потери при переключении, при этом не должны превышать заданные значения уровня излучаемых помех.

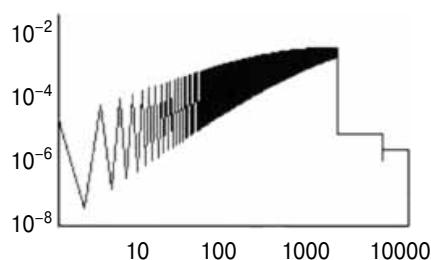


Рис. 13.31. Идеальный спектр ВЧ шумов.

На Рис. 13.31 показан идеальный спектр помех, генерируемых силовой ИС в режиме ШИМ. Зная, что мощность ИС в режиме ШИМ составляет, например, 60 Вт при напряжении питания 12 В, можно рассчитать параметры идеального процесса переключения. В данном случае, в диапазоне свыше 150 кГц все частотные составляющие сигнала помех не превышают значений, заданных стандартом CISPR 25. Время переключения, соответствующее теоретически достижимому пределу минимизации уровня излучаемых помех, составляет около 10 нс (Рис. 13.32), а частота ШИМ — около 1 кГц.

В области перехода от статического к динамическому режиму затем происходит сглаживание фронтов. При более высоких частотах переключения ШИМ и более крутых фронтах сигнала переключения требуется использование внешних компонентов фильтра для того, чтобы уровень излучаемых помех не превышал заданных значений. Одна из форм выходного сигнала, подходящая для реализации в мощной ИС, показана на Рис. 13.33, а соответствующее ей снижение уровня помех — на Рис. 13.34. По сравнению с аналогичной ИС, в которой режим сглаживания фронтов сигналов не реализован, достигнуто снижение уровня излучаемых помех на 15 дБ (за счёт того, что переключение происходит в области более низких частот), при этом общие потери мощности возрастают незначительно.

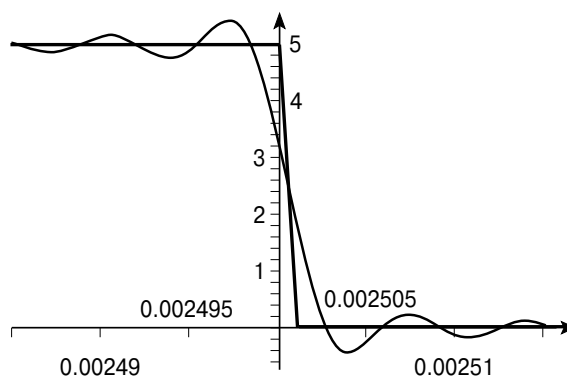


Рис. 13.32. Реальная и идеальная формы фронта сигнала при переключении.

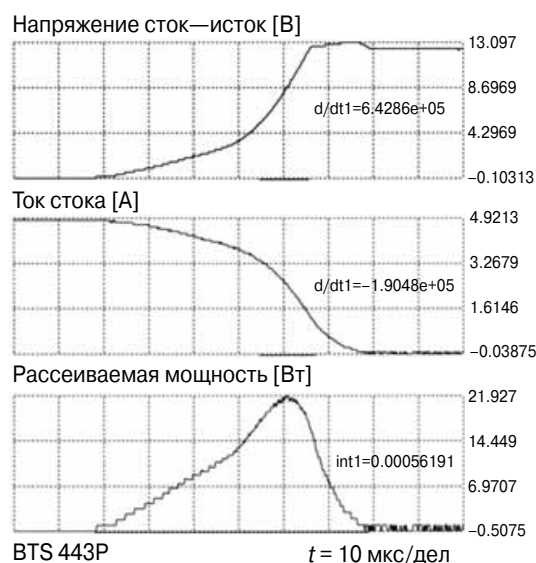


Рис. 13.33. Сглаживание фронтов сигналов.

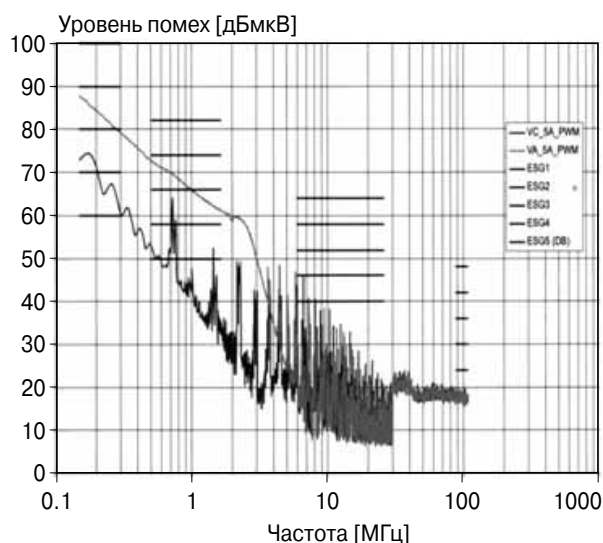


Рис. 13.34. Спектр излучения при сглаживании фронтов сигналов и без него.

В зависимости от тока нагрузки и времени переключения, для снижения уровня помех в цепях питания, вызванных процессами переключения при работе ИС в ШИМ-режиме, могут быть использованы такие внешние компоненты фильтров, как накопительные конденсаторы, подключаемые между выводами питания и опорной землёй, LC - или π -фильтры. Одновременно эти фильтры подавляют и узкополосные помехи (например, подобные рассмотренным в предыдущем подразделе).

13.2.2. Помехи, создаваемые DC/DC-преобразователями

Электромагнитные помехи, излучаемые при работе DC/DC-преобразователей, как и помехи, излучаемые при работе силовых ключей, возникают как следствие быстрых переключений токов и напряжений. Однако, в отличие от силовых ключей, выходные каскады DC/DC-преобразователей работают при значительно более высоких частотах переключения. Это связано с тем, что в целях снижения стоимости и габаритов DC/DC-преобразователей все пассивные накопители энергии (дроссели сглаживающих фильтров, входные и выходные конденсаторы) стараются выбирать как можно меньшими. Таким образом, наиболее предпочтительными являются частоты переключения в диапазоне 100...500 кГц. Можно сказать, что работа DC/DC-преобразователей на высоких частотах переключения позволяет снизить потери мощности на пере-

ключение. По отношению к излучаемым электромагнитным помехам, которые в данном случае распространяются по цепи питания и через выходные соединители, это означает, что основную роль играют узкополосные помехи с высокой энергией, спектр которых простирается далеко в область частот 100 МГц и выше. В спецификациях на DC/DC-преобразователи содержатся типовые схемы их включения (Рис. 13.35).

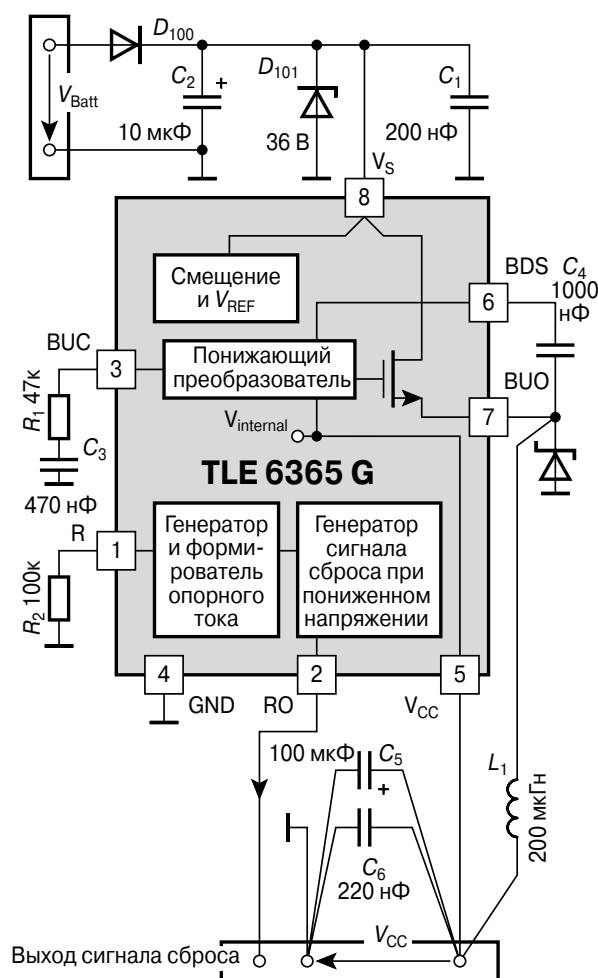


Рис. 13.35. Схема DC/DC-преобразователя.

Особенно большое значение для обеспечения электромагнитной совместимости имеет разводка печатной платы устройств. Рекомендуется производить её таким образом, чтобы обеспечить минимальную паразитную индуктивность в цепи питания, минимизировать площадь токоведущих дорожек, предназначенных для сигналов переменного напряжения (dv/dt), реализовать заземление в виде отдельного слоя печатной платы (этот слой будет также использо-

ваться в качестве экранирующего), а также обеспечить оптимальный способ подключения фильтров к земле. Дополнительные меры, снижающие потери мощности и повышающие эффективность системы, предусматривают подключение к затвору дополнительных резисторов (gate dropping resistors), конденсаторов между затвором и стоком и RC -демпферов, включаемых параллельно с защитными (обратными) диодами. На **Рис. 13.36** приведён пример такой оптимизированной печатной платы.

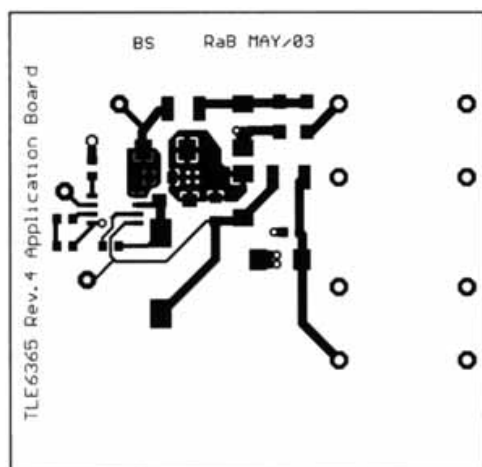


Рис. 13.36. Оптимизированная с точки зрения электромагнитной совместимости разводка печатной платы.

Если не принимать дополнительных мер по фильтрации помех, то уровень электромагнитных излучений, генерируемых DC/DC-преобразователем, превысит границы допустимого (**Рис. 13.37**).

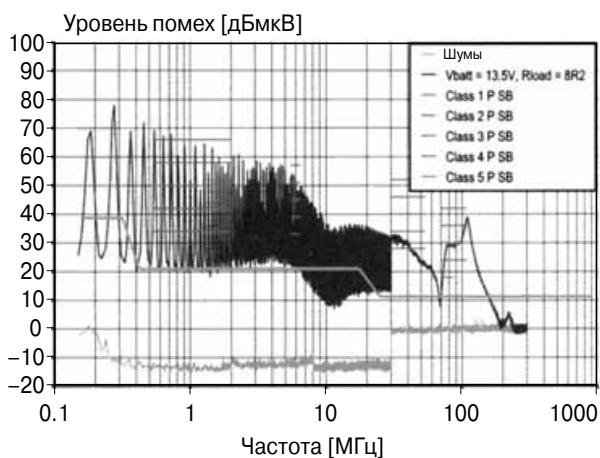


Рис. 13.37. Спектр помех, излучаемых DC/DC-преобразователем без дополнительного π -фильтра.

Лишь дополнив схему дросселем и конденсатором, которые в совокупности с разделительным конденсатором образуют так называемый π -фильтр, можно надёжно гарантировать, что уровень помех останется в пределах, рекомендованных стандартом CISPR 25 (**Рис. 13.38**).

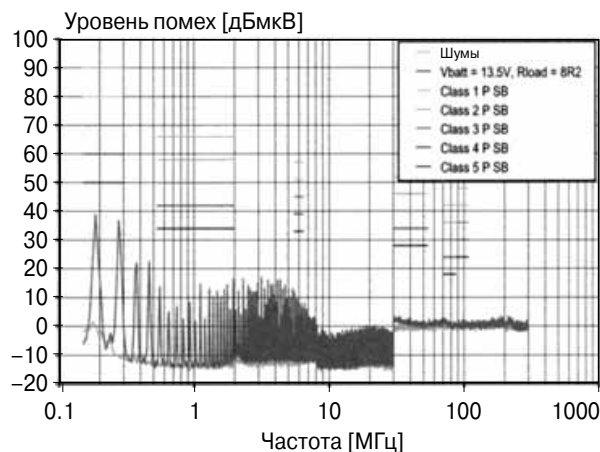


Рис. 13.38. Спектр помех, излучаемых DC/DC-преобразователем с дополнительным π -фильтром.

13.2.3. Помехи, создаваемые коммуникационными ИС (CAN-трансиверами)

Помехи, излучаемые CAN-трансиверами, возникают вследствие того, что данные передаются по коммуникационным линиям на высокой частоте. Существуют высокоскоростные (High Speed — HS) CAN-трансиверы (скорость передачи данных до 1 Мбод) и низкоскоростные (Low Speed — LS) CAN-трансиверы (скорость передачи данных до 120 Кбод). В обоих вариантах для передачи данных используются две линии. В состоянии ожидания (idle) напряжение на них составляет 2.5 В; в активном режиме путём переключения соответствующих транзисторов драйвера HSCAN напряжение на линии CAN High устанавливается в 5 В, а на линии CAN Low — в 0 В. Следовательно, изменение сигнала в каждой из линий составляет 2.5 В. Аналогичным образом работает и шина LSCAN, но здесь линия CAN High переключается из 0 В в 5 В, а линия CAN Low — из 5 В в 0 В. Теоретически, если сигналы на выходах транзисторов драйвера CAN идентичны по форме, то протекающие в линиях токи (противофазные друг другу) и вызванные ими помехи

должны взаимно компенсироваться. На практике, возможности ИС ограничены характеристиками переключения, которые могут быть обеспечены соответствующей полупроводниковой технологией. На **Рис. 13.39** показаны сигналы в коммуникационных линиях и суммарный сигнал для трансивера LSCAN. Видно, что по форме сигналы не совпадают друг с другом, и эта асимметрия вызывает появление синфазной излучаемой помехи (**Рис. 13.40**). Уровень этой помехи может быть измерен методом 150-омного пробника, подключаемого по синфазной схеме.

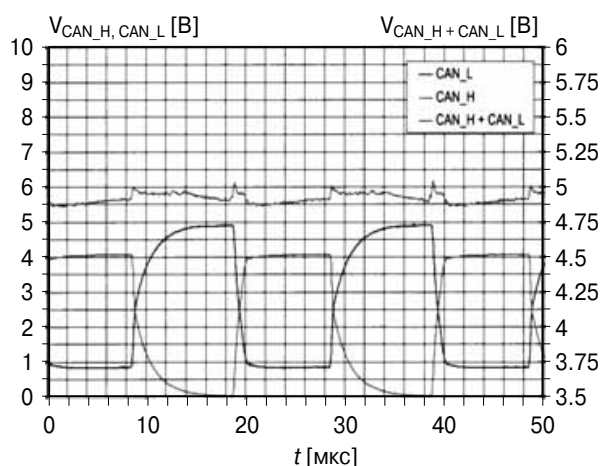


Рис. 13.39. Сигналы на низкоскоростной шине LSCAN.

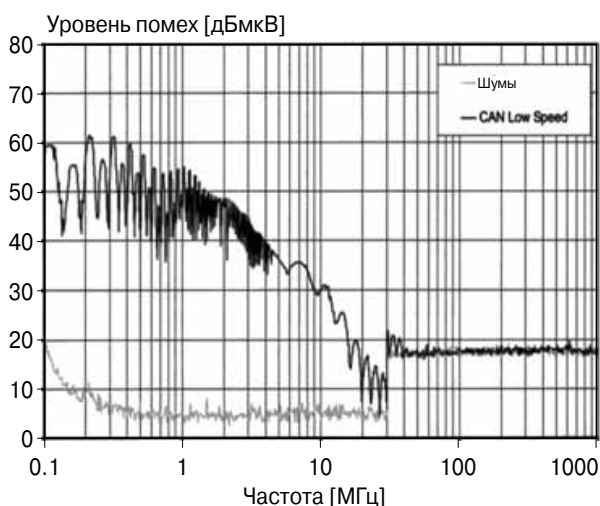


Рис. 13.40. Спектр помех, излучаемых низкоскоростной шиной LSCAN.

Принцип работы CAN-трансиверов включает возможность системного использования внешних устройств, предназначенных для ограничения уровня излучаемых

ими электромагнитных помех. Необходимость обеспечить высокую скорость передачи данных означает, что для низкоскоростной шины LSCAN, в зависимости от требуемой функциональности и уровня максимальной загрузки шины, следует ограничиться применением таких компонентов, как конденсаторы ёмкостью 150...330 пФ. Кроме того, используются синфазные дроссели индуктивностью 51 мкГн, которые предотвращают распространение синфазной помехи в обоих направлениях. Уровень синфазных помех может быть снижен за счёт использования витых пар или экранированных кабелей, однако из соображений экономии такие кабели редко используются в автомобильных системах.

13.2.4. Помехоустойчивость автомобильных мощных ключевых ИС

Мощные ключевые ИС, работающие в качестве верхних или нижних ключей в схемах автомобильных устройств, часто питаются непосредственно от бортового напряжения питания. Следовательно, они подвержены воздействию ISO-импульсов, которые проникают в ИС через внешние соединения и вызывают перенапряжения, превышающие номинальное рабочее напряжение ИС (**Рис. 13.41**). Это, в свою очередь, вынуждает при разработке ИС предусматривать встроенные схемы защиты, которые отключают ИС от внешних цепей и ограничивают ток или напряжение.

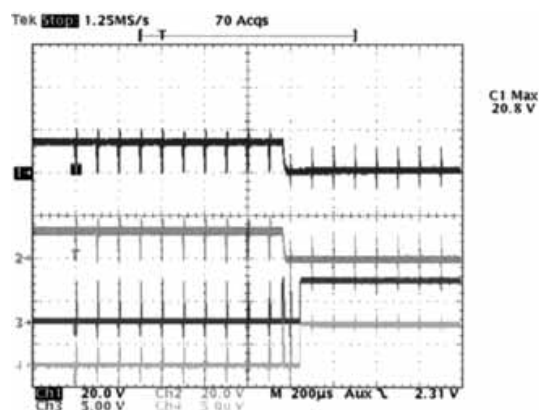


Рис. 13.41. Ввод импульсов по стандарту ISO.

Высокочастотные электромагнитные помехи проникают в ИС тем же путём, через соединительные кабели, которые работают

как антенны. Для оценки устойчивости ИС к высокочастотным излучениям применяется метод прямого введения мощности; ВЧ мощность инжектируется непосредственно в заданный вывод ИС во время её обычной работы (пример получаемого при этом спектра приведён на **Рис. 13.42**). На выводы ИС, которые соединены с печатной платой короткими проводниками, подаётся испытательная прямая ВЧ мощность 50 мВт (17 дБм), а выводы ИС, к которым подключены длинные соединительные проводники, идущие к внешним устройствам, подвергаются воздействию ВЧ излучения мощностью 5 Вт (37 дБм).

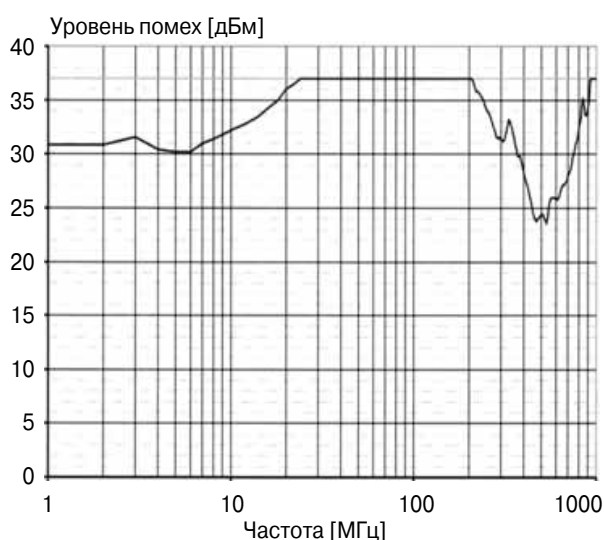


Рис. 13.42. Помехоустойчивость силовой ИС.

Есть немало различных методов повышения внутренней устойчивости ИС к воздействию электромагнитных помех импульсного или высокочастотного происхождения и различной мощности. Эффективность этих мер зависит от применяемой схемотехники, качества монтажа элементов и полупроводниковой технологии, по которой выполнена та или иная ИС.

При оценке воздействия ISO-импульсов на ИС можно выделить три основных категории:

- **Динамическое воздействие** — определяется скоростью нарастания напряжения в импульсе (dv/dt). Снизить его можно за счёт повышения рабочего тока ИС и минимизации внутренних паразитных ёмкостей. Кроме того, можно использовать внешние конденсаторы.
- **Воздействие энергии импульса** — может привести к разрушению полупроводни-

ковой структуры ИС. На уровне проектирования ИС проблема решается путём реализации встроенных схем защиты от перенапряжений, перегрузок по току и перегрева. В качестве внешних защитных устройств могут применяться диоды и ограничители пиковых напряжений.

- **Воздействие отрицательного напряжения** — если импульсное отрицательное напряжение превышает величину падения напряжения на диоде, то, в зависимости от полупроводниковой технологии ИС, через транзисторы выходных каскадов начинает протекать обратный ток неосновных носителей заряда. Чтобы обезопасить ИС от такой ситуации, следует встроить в неё защитные структуры, которые способны выборочно шунтировать путь протекания этого тока, подключая к нему канал с малым омическим сопротивлением. Внешняя защита может осуществляться с помощью обратно-включённых диодов.

Ослабление влияния ВЧ помех в ИС достигается путём использования фильтров, встроенных в её внутреннюю структуру и направляющих ВЧ энергию помех в опорную землю или отражающих её в обратном направлении. В зависимости от концепции построения ИС, эти фильтры могут работать с большими ВЧ токами или высокими ВЧ напряжениями и могут быть как активными, так и пассивными. Чем выше допустимый рабочий ток ИС, тем выше её помехоустойчивость. В качестве внешней защиты могут использоваться фильтрующие конденсаторы, а в некоторых случаях — дроссели.

13.2.5. Помехоустойчивость коммуникационных ИС (CAN-трансиверов)

Исследования устойчивости CAN-трансиверов к воздействию электромагнитных помех сконцентрированы, как и в случае с определением уровня их электромагнитного излучения, на обеспечении помехоустойчивости при передаче сигналов по линиям CANHigh и CANLow. ВЧ энергия помех воздействует на выводы ИС непосредственно, по линиям передачи данных, которые работают как приёмные антенны. Указанный эффект может быть смоделирован с помощью метода прямого введения мощ-

ности (DPI) в соответствии со стандартом IEC 62132-4. В ходе этой процедуры имитирующий синфазную помеху испытательный ВЧ сигнал прямой мощностью 4 Вт (36 дБм) накладывается на полезный сигнал, проходящий по линиям CAN (Рис. 13.43), при этом производится контроль работы ИС трансивера, т.е. отслеживаются ошибки приёма или передачи данных. Типичная частотная характеристика, полученная при оценке помехоустойчивости высокоскоростного CAN-трансивера, приведена на Рис. 13.44.

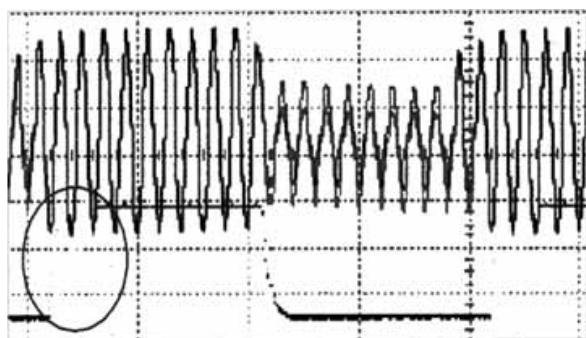


Рис. 13.43. Наложение ВЧ сигнала помехи на полезный сигнал.

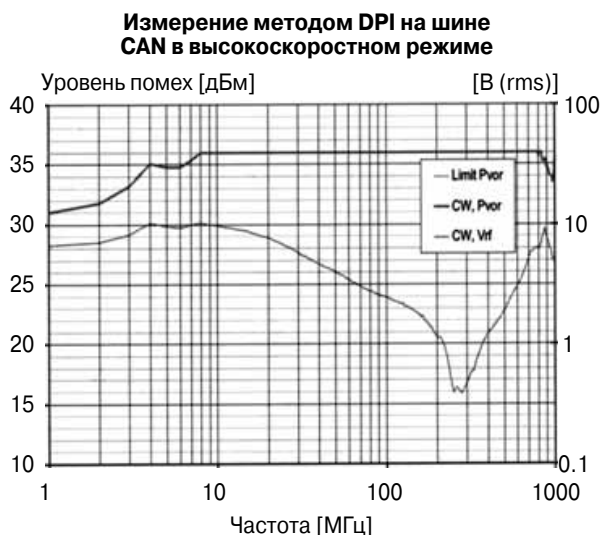


Рис. 13.44. Ограничение помехоустойчивости CAN-трансивера.

Как видно из рисунка, в области частот около 1 МГц наблюдаются ошибки при передаче данных. Поскольку указанный диапазон частот слишком близок к частотному диапазону передачи данных по шине CAN, фильтрация помех здесь вряд ли возможна. С возрастанием частоты испытательного

ВЧ сигнала среднееквадратичное значение напряжения помехи, измеряемое на выходах ИС, уменьшается (что и показывает нижний график на Рис. 13.44). С помощью этого графика можно получить информацию о характеристиках импеданса ИС в данном диапазоне частот. Для того чтобы достичь высокой устойчивости к воздействию синфазной помехи, следует уделить особое внимание обеспечению симметричности входных импедансов. Использование внешних фильтров зависит от обстоятельств; ограничения на их применение были упомянуты выше (см. подраздел 13.2.3).

Поскольку CAN-трансиверы работают в качестве драйверов линий, они часто размещаются непосредственно (и без защитных схем) на разъемах устройств управления (блоков управления) и, следовательно, могут подвергаться воздействию электростатических разрядов. Типичные трансиверы характеризуются пробивным ESD-напряжением 4 кВ по линии CANHigh и 8 кВ по линии CANLow (при испытаниях с помощью HBM-модели, соответствующей стандарту IEC 1000-4-6, и параметрах $R = 330 \text{ Ом}$, $C = 150 \text{ пФ}$).

13.2.6. Меры по обеспечению электромагнитной совместимости ИС в прикладных схемах с использованием внешних компонентов

Выполнение требований EMC для электронных устройств или систем не ограничивается лишь EMC-характеристиками ИС как источников или приёмников помех. Данная проблема должна рассматриваться с системной точки зрения, с учётом требований, предъявляемых к конкретному устройству, и его электромагнитного окружения. В зависимости от параметров того или иного приложения, меры по обеспечению EMC могут включать в себя рекомендации по разводке соединений и расчёт фильтров с использованием внешних конденсаторов и катушек индуктивности. Необходимо подчеркнуть, что любой компонент фильтра обладает паразитными свойствами, которые проявляются, как правило, с увеличением рабочей частоты. Стоит также сказать, что на EMC-характеристики устройства оказывают влияние как тип фильтрующего компонента, так и способ его

размещения на печатной плате. Например, конденсаторы способны сохранять ёмкость лишь при работе в определённом частотном диапазоне. Верхняя граничная частота зависит от типа конденсатора (электролитический, керамический, металлоплёночный) и его внутренней структуры и вычисляется по формуле:

$$f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}.$$

Граничная частота конденсатора определяется его ёмкостью и собственной индуктивностью. На частотах выше граничной основной вклад в импеданс конденсатора начинает вносить не ёмкостная, а индуктивная составляющая. Следует также учитывать ненулевое омическое сопротивление контактов и сопротивление утечки.

Схожие соображения применимы и к дросселям фильтров. Паразитные межобмоточные ёмкости дросселей ограничивают индуктивную составляющую импеданса так же, как собственная индуктивность ограничивает ёмкостную составляющую импеданса конденсаторов. Эквивалентная схема включает в себя активное (омическое) сопротивление обмоток, индуктивность и включённые параллельно с ней паразитные межобмоточные ёмкости. Значения этих паразитных элементов определяются исполнением дросселя. Паразитные ёмкости выходных (нагрузочных) и сглаживающих дросселей могут составлять 10 пФ...1 нФ. У предназначенных для подавления симметричных электромагнитных помех высокочастотных дросселей со стержневым сердечником и многосекционными обмотками величина паразитной ёмкости не превышает 2 пФ. Примерно такую же паразитную ёмкость имеют и тококомпенсирующие дроссели, использующиеся для ослабления синфазной помехи.

Проблема повышения устойчивости ИС к высокочастотным помехам, проникающим по цепи питания или по выходным соединительным линиям, как правило, решается путём использования низкоиндуктивного керамического конденсатора ёмкостью 10...100 нФ, который включается между защищаемым выводом ИС и землёй. Применение конденсаторов подобного типа не только улучшает помехоустойчивость, но и снижает уровень помех, излучаемых самой

ИС. В зависимости от требований, предъявляемых к конкретному устройству, эти конденсаторы могут быть учтены при разводке монтажа.

13.3. Электромагнитная совместимость микроконтроллеров

13.3.1. Автомобильные микроконтроллерные системы и тенденции развития их технологий

Диапазон применения микроконтроллеров в автомобильной электронике очень широк и включает в себя простые устройства управления, например стеклоподъёмниками или осветительными приборами, более сложные модули, реализующие функции безопасности (например, управление подушками безопасности) и, наконец, системы комплексного регулирования таких функций, как впрыск топлива, управление зажиганием или управление торможением. Многоплановость требований к вычислительной мощности микроконтроллера и поддержке таких периферийных функций, как таймеры, последовательные и параллельные интерфейсы передачи данных, CAN-контроллеры и быстрые обработчики прерываний, является причиной постоянного усложнения микроконтроллерной архитектуры. Современные микроконтроллеры высшего класса сложности с 32-битной архитектурой содержат более 10 миллионов транзисторов. Параллельно растут требования и к величинам рабочего тока микроконтроллеров, что выражается не только в повышении нагрузочной способности стабилизаторов напряжения, но также и в увеличении уровня помех, генерируемых источником питания (вследствие возрастания коммутлируемых токов). Поэтому требования, относящиеся к разработке оптимальной концепции подавления высокочастотных электромагнитных помех, также неуклонно возрастают. К сожалению, повышение производительности ИС не способствует хорошей электромагнитной совместимости. На Рис. 13.45 показано, как улучшение некоторых важных, с технологической точки зрения, параметров микроконтроллеров соотносится с характеристиками ЕМС.

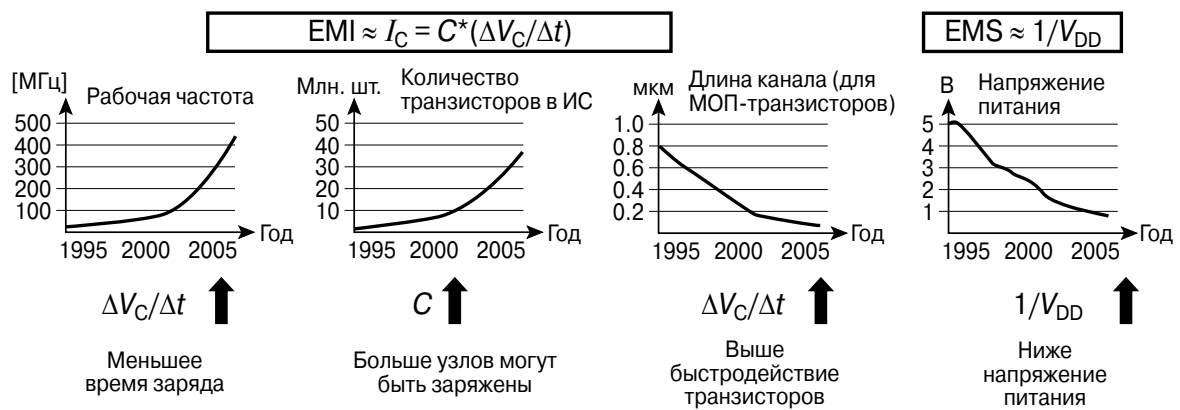


Рис. 13.45. Развитие полупроводниковых технологий и их влияние на характеристики ЕМС.

В результате развития технологий производства и продолжающейся дальнейшей миниатюризации интегральных транзисторов, на одном полупроводниковом кристалле может размещаться всё большее количество транзисторов. Например, в настоящее время на кремниевом кристалле площадью менее 100 мм^2 может быть размещено более 20 млн транзисторов. В связи с этим можно ожидать постоянного повышения токов переключения в ИС и, следовательно, возрастания уровня излучаемых помех.

Это, в свою очередь, снижает помехоустойчивость сложных электронных схем, поскольку помехи, вызываемые токами переключения (так называемый шум одновременного переключения, Sumultineos Switching Noise — SSN), становятся сравнимы по амплитуде с полезным сигналом (т.е. отношение сигнал/шум оказывается недопустимо малым). Поэтому необходимо принимать меры по снижению фоновому уровню SSN в источниках помех, чтобы не только уменьшить уровень излучаемых помех, но и повысить помехоустойчивость. Помимо мер, связанных с улучшением электромагнитной совместимости на уровне печатной платы, не меньшее значение имеет оптимизация ЕМС-характеристик на уровне ИС. Таким образом, оптимизированные с точки зрения электромагнитной совместимости схемотехнические решения в настоящее время играют ключевую роль в сфере разработки систем обеспечения безопасности, особенно в области автомобильной электроники.

Чем большее количество электронных систем размещается в автомобиле, тем выше оказываются требования к каждой из этих систем с точки зрения минимизации

электромагнитного излучения и минимальной чувствительности (восприимчивости) к воздействию электромагнитных помех или, другими словами, максимальной помехоустойчивости. По способу своего распространения, ВЧ помехи подразделяются на наведённые (кондуктивные) и излучаемые. Характерная длина выводов в микросхемах микроконтроллеров такова, что на частотах ниже 1 ГГц они вряд ли способны излучать помехи непосредственно в эфир, однако генерируемая ими электромагнитная энергия может возбуждать подключённые к выводам ИС структуры на печатной плате (например, шины питания или соединительные токопроводящие дорожки), которые имеют достаточно большие геометрические размеры и могут действовать как передающие антенны. Длина таких «антенных» структур определяется как $l > \lambda/20$, что соответствует 15 см на частоте 100 МГц и 15 мм на частоте 1 ГГц.

Архитектура микроконтроллерных систем такова, что практически все подключения к выводам микроконтроллера являются внутренними (пути прохождения сигналов локализованы в пределах печатной платы). Линии связи с внешними устройствами не подключаются напрямую к выводам микроконтроллера. Существует, однако, одно исключение из этого правила. Напряжение питания поступает в микроконтроллер от бортовой сети автомобиля через ИС стабилизатора напряжения, который не блокирует высокие частоты. Поэтому ВЧ помехи, которые генерируются в микроконтроллере и вследствие неоптимальной развязки распространяются по его цепи питания, через стабилизатор напряжения проникают в бортовую электрическую сеть автомобиля.

Результатом этого является появление помех в бортовой сети питания, которые могут проникать в другие устройства, подключённые к этой сети, или воздействовать на окружение таких электронных систем, как, например, автомобильное радио.

Итак, электромагнитные ВЧ помехи следует подавлять в их источнике (на уровне полупроводникового компонента), поскольку в противном случае придётся принимать меры по их ослаблению либо на схемном уровне, либо в том оконечном устройстве, которое подвергается воздействию этих помех. Только стоит это будет уже гораздо дороже. Хотя проектирование ИС с учётом концепции встроенного (on-chip) подавления помех требует определённых затрат, такое решение всегда эффективнее любых экстренных мер по защите внешних устройств от помех. Подытоживая всё вышесказанное, следует подчеркнуть, что оптимизация параметров ЕМС для микроконтроллерных систем должна проводиться как на уровне микросхемы, так и на уровне печатной платы.

Прежде чем приступить к оптимизации ЕМС-характеристик автомобильных электронных систем, необходимо провести целый ряд испытаний на уровне конкретных ИС, отдельных модулей и систем автомобиля, принимая во внимание следующие факторы:

- уровень электромагнитных помех, генерируемых интегральными схемами;
- помехоустойчивость на уровне компонентов (интегральных схем);
- уровень помех, генерируемых отдельными системами и устройствами;
- помехоустойчивость на системном уровне;
- уровень помех, генерируемых при работе автомобильной электроники;
- помехоустойчивость всего электрооборудования автомобиля в целом.

13.3.2. Проектирование печатной платы, оптимизированной с точки зрения электромагнитной совместимости

Современные микроконтроллерные архитектуры используют синхронное тактирование. Это означает, что активный фронт импульса системной тактовой частоты, по которому происходит переключение логических схем микроконтроллера, должен

приходить одновременно (насколько это возможно) во все точки печатной платы. Поэтому в системе будут иметь место очень короткие и крутые импульсы тока с высокой скоростью нарастания di/dt , достигающей 100 мА/нс. Для того чтобы сгенерировать импульсы тактовой частоты прямоугольной формы (на практике эти импульсы имеют трапецеидальную форму с максимально крутыми нарастающими и спадающими фронтами), требуются высокие токи перезаряда. Указанное требование применимо ко всем транзисторам, которые должны переключаться одновременно. Вследствие протекания больших токов переключения генерируется высокочастотное электромагнитное излучение, которое тем больше, чем больше энергия, потребляемая системой от внешнего источника питания. Следует напомнить, что высокочастотная составляющая этой энергии рассеивается в окружающее пространство, при этом роль передающих антенн играют токопроводящие дорожки и другие элементы печатной платы. Поэтому очень важно, чтобы источник большого зарядного тока, способный обеспечить требуемую скорость переключения импульсов тактовой частоты микроконтроллера, располагался как можно ближе к источнику излучения, т.е. к микроконтроллеру. Тогда энергия, излучаемая структурными элементами печатной платы, будет ниже, чем в ситуации, когда источником энергии «переключения» является расположенный на определённом расстоянии от микроконтроллера стабилизатор напряжения. В последнем случае, ВЧ помеха распространяется по следующему пути: внутренняя шина питания ИС — корпус ИС — шина питания на печатной плате (Рис. 13.46).

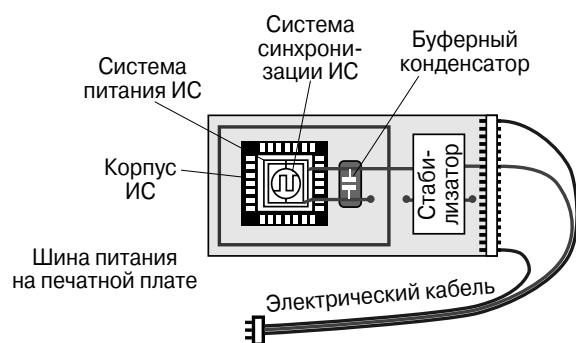


Рис. 13.46. Пути распространения помех в синхронизированных системах.

По этой причине между шинами питания и земли в непосредственной близости от микроконтроллера на печатной плате обычно размещают большое количество буферных конденсаторов, которые обеспечивают необходимый ток переключения. В промежутке времени между двумя активными фронтами тактовых импульсов конденсаторы перезаряжаются. К сожалению, использование на печатной плате дискретных конденсаторов имеет тот недостаток, что они обладают ненулевыми контактной индуктивностью (ESL — эквивалентная последовательная индуктивность) и контактным сопротивлением (ESR — эквивалентное последовательное сопротивление). Их значения (составляющие приблизительно 2 нГн и 30 мОм) достаточно велики для того, чтобы на наиболее высоких частотах конденсатор практически терял свои ёмкостные свойства. Напротив, контактная индуктивность встроенного конденсатора, размещённого в непосредственной близости от внутренней шины питания ИС, оказывается пренебрежимо малой. Следовательно, чем большее количество таких внутренних конденсаторов может быть интегрировано непосредственно в микросхему, тем выше будет эффект подавления ВЧ излучения.

Снижение уровня электромагнитных излучаемых помех также может быть достигнуто путём использования соответствующих схемотехнических и конструктивных решений при разработке печатной платы. К их числу можно отнести: применение индуктивных фильтров (например, дросселей и ферритовых бусин), работающих как фильтры нижних частот; выполнение печатной платы с дополнительным заземлённым слоем без сквозных отверстий в нём; выполнение подводов ВЧ сигнала в виде полосковых линий; использование дополнительных конденсаторов и электромагнитных экранов. Однако все эти дополнительные элементы повышают стоимость электронных устройств, что весьма существенно, особенно если речь идёт о массовом производстве.

Если, по соображениям экономии средств, решено использовать печатную плату лишь с двумя слоями, то один из этих слоёв должен (насколько это возможно) быть выделен под землю (GND и V_{SS}). Если это не представляется возможным, то шины

положительного питающего напряжения (V_{DD}) и V_{SS} следует прокладывать как можно ближе друг к другу или одну над другой, чтобы минимизировать путь протекания возвратного тока и, следовательно, уменьшить уровень синфазных помех (Рис. 13.47).

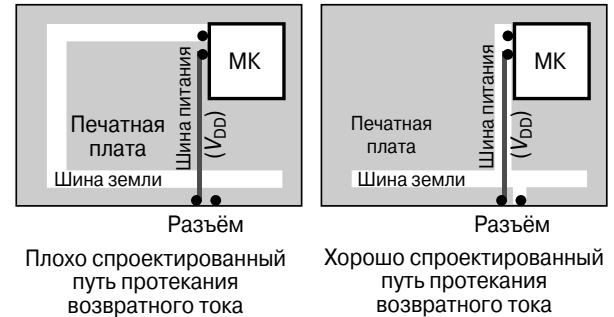


Рис. 13.47. Разводка напряжения питания на двухслойной печатной плате.

При проектировании многослойных печатных плат необходимо предусмотреть два отдельных слоя, выделенных исключительно под шины напряжения питания (V_{DD} и V_{SS}). Любые другие питающие напряжения в схеме должны подводиться к «островам», расположенным непосредственно под теми модулями, которые используют эти напряжения питания. В целях минимизации уровня излучаемых электромагнитных высокочастотных помех, желательно обеспечить как можно большую величину паразитной ёмкости между слоями питания. Этого можно достичь, располагая внутренние слои печатной платы непосредственно один над другим (Рис. 13.48).

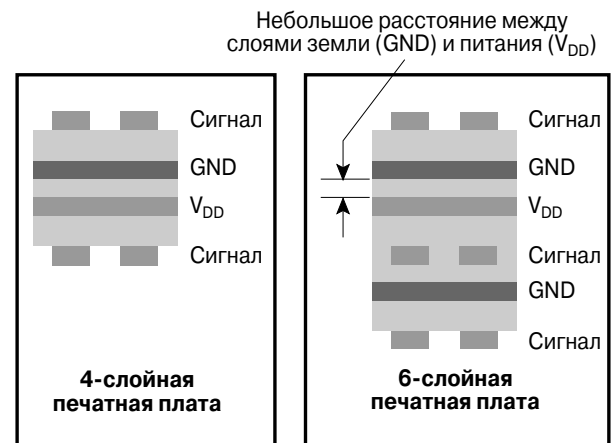


Рис. 13.48. Распределение слоёв в многослойной печатной плате.

Например, в 6-слойной печатной плате второй слой может быть отведён под сигнальную землю, что обеспечит заданное значение импеданса по отношению к высокочастотному сигналу данных. Здесь, как и в случае с разводкой шин питания, следует обратить внимание на то, чтобы пути протекания возвратных токов были как можно короче. Особенно надо избегать электрического контакта земляного слоя с соседними слоями через сквозные отверстия (Рис. 13.49).

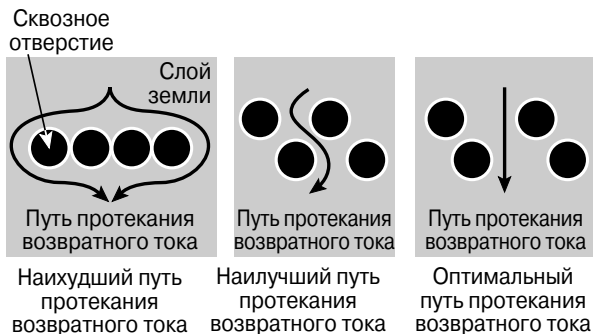


Рис. 13.49. Оптимизация путей протекания возвратных токов для ВЧ сигналов на печатной плате.

Самое пристальное внимание следует уделить размещению на печатной плате нескольких ИС. В первую очередь, необходимо провести шины питания от стабилизатора напряжения. Напряжение к быстродействующим логическим схемам, «медленным» логическим схемам и чувствительным аналоговым каскадам должно подаваться раздельно, чтобы минимизировать взаимное влияние этих схем. Соответствующие линии (дорожки) питания должны соединяться по схеме «звезда» в одной точке в стабилизаторе напряжения (Рис. 13.50).

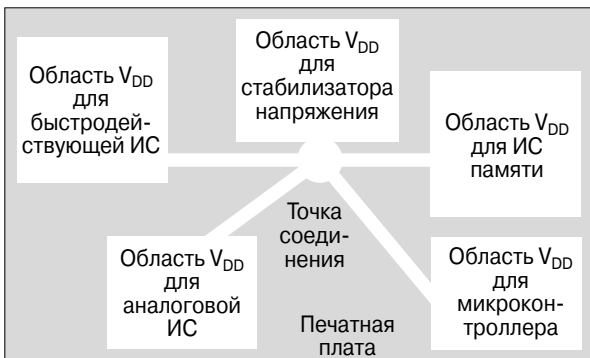


Рис. 13.50. Разводка шин питания ИС различных типов по схеме «звезда».

При использовании буферных конденсаторов следует размещать их на печатной плате таким образом, чтобы обеспечиваемый ими ток переключения поступал в ИС по кратчайшему пути. В этом случае ток от источника питания (по шинам V_{DD} или V_{SS} , в зависимости от схемы включения ИС) физически протекает через конденсатор в ИС. В качестве иллюстрации этого, на Рис. 13.51 показаны примеры правильного и неправильного подключения буферных конденсаторов к выводам питания микроконтроллера. Две верхние схемы на Рис. 13.51 относятся к случаю размещения компонентов на одной стороне платы, а две нижние — к случаю, когда микроконтроллер и конденсатор размещаются на лицевой и обратной сторонах 4-слойной печатной платы (PCB).

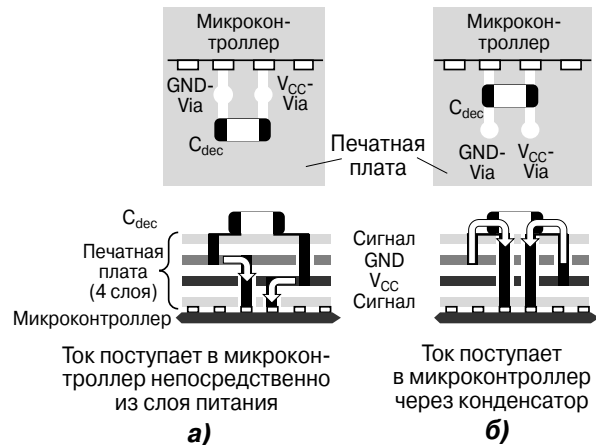


Рис. 13.51. Неправильное (а) и правильное (б) размещение буферного конденсатора.

При подключении к встроенному в микроконтроллер генератору керамического или кварцевого резонатора следует обратить особое внимание на то, чтобы непосредственно под местом размещения основного вывода резонатора на печатной плате была создана проводящая область («остров»), соединённая с выводом V_{SS} (землёй) микроконтроллера. Это единственный способ избежать протекания возвратного тока по поверхности земляного слоя печатной платы.

Помимо концепции использования буферных конденсаторов, огромное значение, с точки зрения снижения уровня ВЧ излучений и обеспечения целостности полезного сигнала, имеет «канализирование» при передаче высокочастотных полезных сигналов по шинам данных. Излучение или проникновение ВЧ помех, например, в

цепь питания можно эффективно предотвратить путём экранирования сигнальных проводников. При этом формируется микрополосковая линия (в случае использования однослойного экранирования) или полная полосковая линия (в случае использования двухслойного экранирования). В обоих вариантах полосковые линии могут быть спроектированы с заданным импедансом, что позволяет согласовывать их с выходным импедансом драйвера сигналов. На **Рис. 13.52** приведены примеры таких линий с различными импедансами.

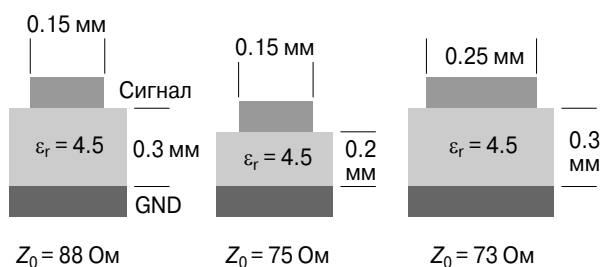


Рис. 13.52. Характеристические сигнальные импедансы микрополосковых линий.

Согласование импедансов линии и драйвера позволяет как улучшить целостность сигнала при передаче его по линии, так и снизить уровень излучаемых помех. Напротив, рассогласование импедансов приводит к отражению сигналов из линии в драйвер, что вызывает искажения фронтов сигналов (выбросы) или даже генерацию паразитных ВЧ колебаний («звон») в момент их переключения. Более подробно этот эффект рассмотрен в разделе 13.4.

Компьютерное моделирование и симуляция характеристик ЕМС

Компьютерная симуляция может проводиться во временной или в частотной области. Картина, полученная во временной области, позволяет оценить целостность сигналов, т.е. крутизну фронтов, наличие выбросов/провалов или «звона» при передаче сигналов. Результаты компьютерного моделирования помогают выявить «сверхгабаритные» драйверы, чересчур длинные соединительные проводники и несогласованность импедансов. Производители ИС для обеспечения технической поддержки своей продукции обычно предоставляют так называемые компьютерные IBIS-модели (спецификации буфера ввода/вывода)

для цифровых схем переключения, которые описывают характеристики переключения для всех драйверов, входящих в состав данной ИС. Структурные элементы печатной платы могут быть описаны в рамках так называемой модели линии передачи (Transmission Line Model — TLM) или с использованием двух- или трёхмерных (в зависимости от вида конкретной печатной платы) стандартных элементов, которые позволяют моделировать различные геометрические формы. Чем неудачнее спроектирована печатная плата, тем тщательнее должен быть проведён процесс моделирования её самой и её окружения, и тем больше оказывается объём обрабатываемых данных и требуемые вычислительные ресурсы. Моделируемые параметры записываются в виде сложных так называемых RLCG-матриц, для решения которых используются программы анализа электромагнитных полей. С помощью этих программ можно производить вычисления как на уровне проводников, так и на уровне полей. Примеры такого анализа в частотной и временной областях приведены на **Рис. 13.53**.

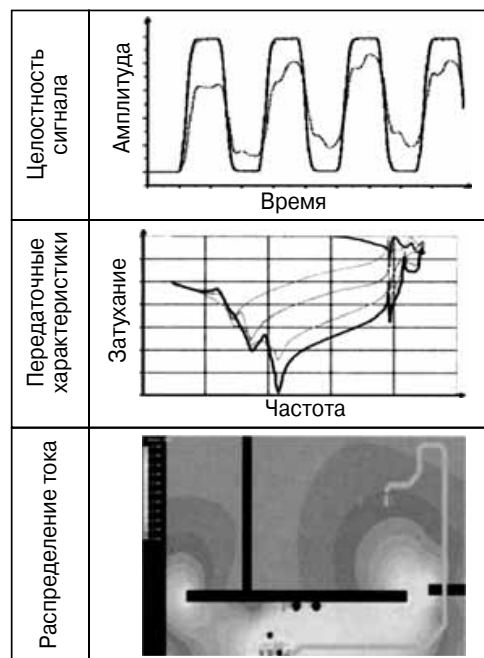


Рис. 13.53. Компьютерный анализ целостности сигнала во временной области (верхний график), коэффициента передачи S_{21} в частотной области (центральный график) и локального распределения тока на печатной плате (нижний график).

13.3.3. Измерение уровня помех, излучаемых микроконтроллерами

При оценке уровня помех, излучаемых микроконтроллерами, за основу принята методика проведения измерений, соответствующая стандарту IEC 61967. Данный стандарт описывает 5 различных методов измерений как кондуктивных (IEC 61967-4, бывший стандарт VDE 767.13), так и излучаемых помех (IEC 61967-2, бывший стандарт SAE 1752/3). Кроме того, в ряд национальных стандартов дополнительно входят различные измерительные методики, предложенные национальными комиссиями по проблеме EMC и по настоящее время сосуществующие со стандартом IEC 61967. Подробное описание стандартизированных в соответствии с IEC 61967 методов измерения помех было дано в разделе 13.1.3.

Два из этих измерительных методов могут быть реализованы с помощью одной испытательной платы (Рис. 13.54). Универсальная испытательная плата для измерений методом ТЕМ-камеры конструктивно представляет собой квадрат со стороной 4 дюйма (10.14 см). Испытуемая ИС микро-

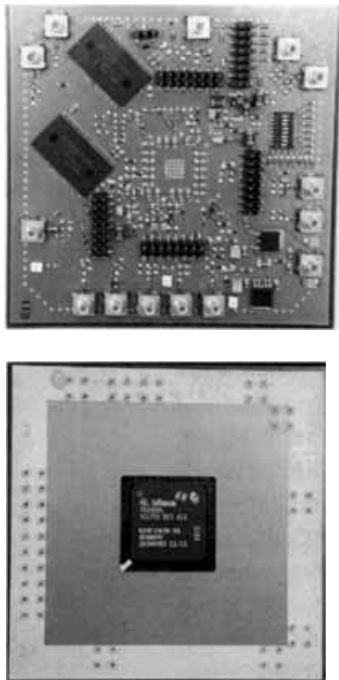


Рис. 13.54. Испытательная плата для измерения уровня помех, излучаемых микроконтроллером. Вверху — верхняя сторона платы, внизу — нижняя сторона платы с испытуемой ИС.

контроллера размещается на экранированной обратной стороне платы, а периферийные устройства (память, тактовый генератор, внешние порты ввода/вывода) — на лицевой стороне. Эта же плата совместно со сканером ближнего поля может быть использована и при проведении измерений распределения электромагнитных полей вдоль поверхности испытуемой ИС. Такой тест полезен для определения критических, с точки зрения излучения помех, выводов микроконтроллера.

В типичном спектре помех, излучаемых микроконтроллером, резко выделяются по амплитуде гармоники системной тактовой частоты. При сравнении уровней излучаемых помех, полученных, например, на разных этапах проектирования ИС, используется огибающая спектрального сигнала. На **Рис. 13.55** показан типичный спектр помех, излучаемых микроконтроллером, который работает с тактовой частотой 40 МГц.

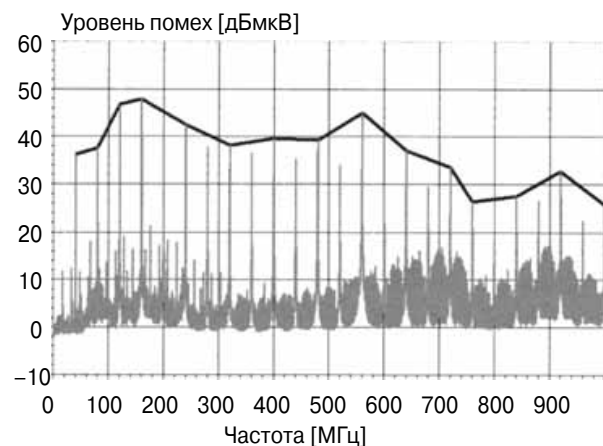


Рис. 13.55. Спектр помех, излучаемых микроконтроллером, полученный при измерении методом ТЕМ-камеры в соответствии со стандартом IEC 61967-2. Тактовая частота микроконтроллера 40 МГц.

Источники помех и пути их распространения

Микроконтроллер состоит из большого количества функциональных модулей (Рис. 13.56). В первую очередь, имеется ЦПУ (центральное процессорное устройство), ответственное за вычисления и управление процессом передачи данных. Как называемым периферийным модулям, или проще «периферии», микроконтроллера относятся модули памяти (ОЗУ,

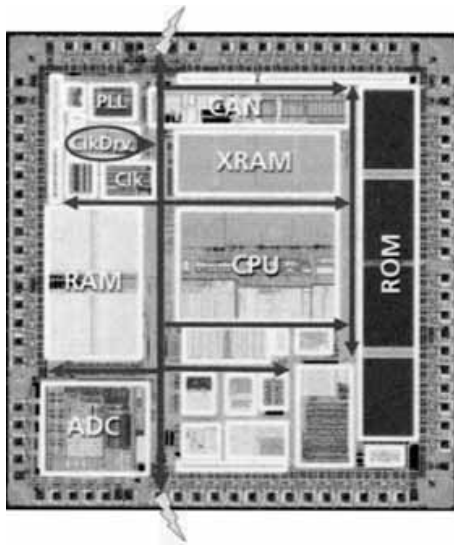


Рис. 13.56. Расположение функциональных модулей в корпусе микроконтроллера, использующего систему централизованной синхронизации тактовыми импульсами.

ПЗУ, ЭППЗУ, флэш-память), таймеры (например таймеры захвата/сравнения), последовательные и параллельные интерфейсы передачи данных (ASC, SSC, SPI, параллельный порт), специальные модемы (CAN, J1850), контроллер прерываний и интерфейс внешней памяти (EBU — модуль внешней шины). Для того чтобы обеспечить максимальную вычислительную мощность микроконтроллера, шины передачи данных должны обладать максимально возможной пропускной способностью и работать на возможно более высокой тактовой частоте. Высокая тактовая частота передачи данных означает, что на обработку данных у микроконтроллера имеется немного времени, поэтому длительность латентной фазы цикла передачи данных следует задавать как можно большей. Соответственно, необходимо обеспечить чрезвычайно крутые фронты сигналов тактовой частоты, причём эти сигналы должны поступать синхронно по всей системе.

Поскольку все транзисторы микроконтроллера потребляют в процессе переключения ток, протекающий по внутренней шине питания, она представляет собой основной путь распространения ВЧ помех (подсчитано, что до 60% ВЧ помех проникают в окружающие системы по цепи питания микроконтроллера). Ещё около 30% помех распространяются через порты ввода/вывода, и лишь оставшиеся 10% непосредственно

излучаются в окружающее пространство. Те высокочастотные помехи, которые не удалось подавить схемотехническими методами на уровне микросхемы (например, за счёт применения интегрированных в кристалл развязывающих конденсаторов), проникают в окружающие микроконтроллер системы через контактные площадки шины питания. К числу внешних систем, подвергающихся воздействию помех, прежде всего относится печатная плата, на которой размещён микроконтроллер. Эта ВЧ помеха может быть частично ослаблена дискретными развязывающими конденсаторами, которые следует располагать как можно ближе к выводам питания микроконтроллера. Обладая неоптимальными характеристиками контактной индуктивности (ESL — эквивалентная последовательная индуктивность, составляющая приблизительно 2 нГн) и контактного сопротивления (ESR — эквивалентное последовательное сопротивление, составляющее приблизительно 30 мОм), эти конденсаторы способны эффективно подавлять помехи на относительно низких частотах, вплоть до 10 МГц. Более высокочастотные помехи не ослабляются. По этой причине необходимо организовать подавление электромагнитных ВЧ помех в самой микросхеме, минимизируя их источники и пути распространения.

Система синхронизации тактовыми импульсами является главным источником узкополосных высокочастотных электромагнитных помех. На них накладываются вторичные тактовые импульсы и апериодические сигналы, которые «ответственны» за появление в спектре помех широкополосной составляющей (см. **Рис. 13.55**). Современные сложные и высокопроизводительные микроконтроллерные системы используют импульсную синхронизацию для управления всеми логическими схемами, т.е. тактовые импульсные сигналы должны одновременно поступать во все точки системы. В процессе одновременного переключения сотен тысяч транзисторов в системе питания микроконтроллера возникают импульсы тока очень большой амплитуды (порядка нескольких ампер). В идеале шина имеет низкий импеданс, чтобы избежать больших падений напряжения на ней, поэтому основной вклад в генерацию ВЧ помех вносит ток, протекающий по цепи питания. В зависимости от того, как организована

синхронизация внутренних логических схем, импульсы тока возникают один или два раза за период тактовой частоты. Они характеризуются очень крутым фронтом и постепенно затухают по мере того, как тактовый сигнал проходит через различные каскады логических схем (Рис. 13.57).

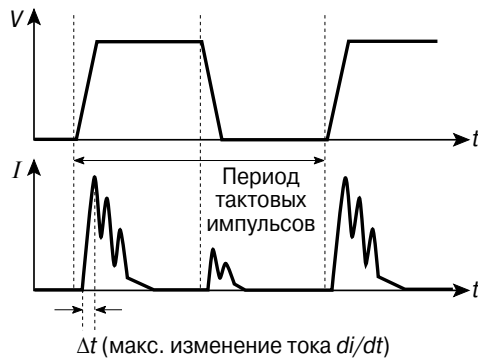


Рис. 13.57. Форма тока и напряжения для тактового сигнала.

Токи переключения логических схем, расположенных на полупроводниковом кристалле микроконтроллера, в нормальном режиме поступают от внешнего источника питания. Однако при этом неизбежно генерируются так называемые шумы одновременного переключения (SSN), вызванные высокой крутизной фронтов импульсов тока (большой величиной di/dt) и наличием паразитных сопротивлений и индуктивностей в цепи питания. Высокочастотная составляющая этих шумов проникает в соседние электронные системы или излучается в окружающее пространство. Поэтому система питания микроконтроллеров включает в себя развязывающие (буферные) конденсаторы, располагающиеся как можно ближе к потребителям тока, т.е. к интегральным схемам. Это означает, что каждый микроконтроллер в идеале дополнен конденсатором, размещённым непосредственно на его выводах питания. Использование данных конденсаторов оказывается полезным с двух точек зрения:

- во-первых, они служат локальными источниками тока в момент переключения импульсов тактовой частоты;
- во-вторых, они в определённой степени ограничивают распространение высокочастотных помех от микроконтроллера в стабилизатор напряжения или аккумуляторные батареи автомобиля.

Схемотехнические методы по предотвращению излучения помех от микроконтроллеров

Чем ближе к источникам электромагнитных помех располагаются элементы, предназначенные для подавления помех, тем выше их эффективность. Улучшение ЕМС-характеристик электронных устройств может быть достигнуто следующими мерами: ограничением крутизны фронтов импульсов при переключении транзисторов и логических схем (элементов), а также размещением дополнительных источников заряда (конденсаторов) в непосредственной близости от переключаемой логической схемы. Уменьшать крутизну фронтов тактовых импульсов можно лишь в тех случаях, когда это не противоречит требованиям к производительности микроконтроллера. Транзисторы и логические элементы при совместной работе не должны формировать импульсы с чересчур крутыми фронтами. В настоящее время во всём мире широко распространение получили методы синтеза схем, когда выбор соответствующих компонентов схемы осуществляется с применением программных инструментов.

Большинство производителей микроконтроллеров интегрируют в микросхемы конденсаторы, предназначенные для ограничения импульсов тока при переключениях. Совместно со своим низкоомным последовательным сопротивлением такой конденсатор образует RC -фильтр нижних частот. Тем самым высокочастотная составляющая тока переключения не только ослабляется внутри микросхемы, но и не пропускается наружу. Использование последовательных индуктивностей было бы более эффективным (поскольку они обладают меньшим последовательным сопротивлением), однако для реализации интегральной индуктивности около 100 нГн требуется слишком большая площадь поверхности полупроводникового кристалла. Систематические исследования процесса работы микроконтроллеров показывают, что их проектирование с учётом реализации подобных RC -структур позволяет значительно уменьшить уровень излучаемых помех. На Рис. 13.58, а, б в графическом виде показаны результаты двух измерений уровня электромагнитных помех, излучаемых 16-битным микроконтроллером. В первом

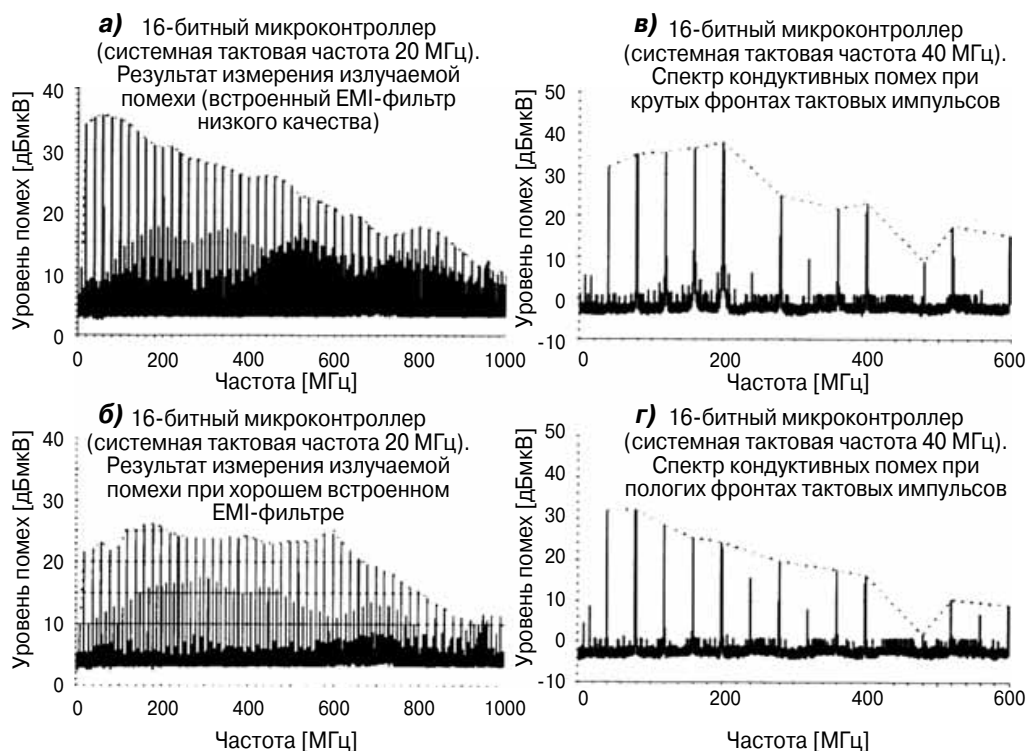


Рис. 13.58. Снижение уровня излучаемых микроконтроллером электромагнитных помех схемотехническими (on-chip) методами. Слева — спектр излучаемых помех при отсутствии (а) и наличии (б) развязывающего конденсатора. Справа — спектр кондуктивных помех на выходе драйвера порта ввода/вывода при крутых (в) и пологих (г) фронтах тактовых сигналов.

случае в микроконтроллере не предусмотрено никаких мер, направленных на улучшение его EMC-характеристик, а во втором случае он спроектирован с применением концепции встроенных развязывающих конденсаторов. Видно, что уровень помех в критическом (используемом для FM вещания) частотном диапазоне 100 МГц удаётся снизить приблизительно на 10 дБ.

Помехи, возникающие при переключении сигналов на выходе драйверов портов ввода/вывода микроконтроллера, также вносят свой вклад в общий уровень помех, генерируемых микроконтроллером. Сигнальные линии на печатной плате, подключённые к выводам портов, представляют собой (также как и рассмотренные выше шины питания) очень эффективные антенны длиной до нескольких сантиметров. С целью минимизации помех, генерируемых выходными каскадами (драйверами) портов ввода/вывода, следует предпринимать определённые схемотехнические меры. Наиболее распространёнными из них являются снижение выходной мощности драйвера или сглаживание фронтов импульсов (контроль скорости нарастания

сигнала). Поскольку параметры выходных транзисторов драйвера обычно выбирают с некоторым запасом (в расчёте на так называемые наихудшие условия работы), как правило, имеется возможность использовать импульсы с менее крутыми фронтами. Особенно это относится к случаям, когда драйвер работает на невысокой тактовой частоте или на малую ёмкостную нагрузку. На **Рис. 13.58, в, г** в спектральном виде показаны результаты измерений кондуктивной помехи, генерируемой 16-битным микроконтроллером на выходе драйвера порта ввода/вывода. В первом случае, фронты тактовых импульсных сигналов имеют большую крутизну, а во втором случае их крутизна снижена. Использование подобного метода позволяет уменьшить уровень помех в диапазоне FM (100 МГц) приблизительно на 6 дБ.

Другой схемотехнический метод улучшения EMC-характеристик микроконтроллерных систем заключается в использовании генераторов частотно-модулированного тактового сигнала, известных под общим названием «генератор с распределённым спектром». Даже при весьма ограниченном

уровне модуляции (0.5...1%) удаётся заметно снизить амплитуду узкополосных помех, представляющих собой гармоники тактовой частоты. В то же время, несколько увеличивается уровень помех в боковой полосе частот. Хотя таким способом не удаётся уменьшить общую энергию излучений, более равномерное её распределение по спектру позволяет ограничить максимальную амплитуду электромагнитной помехи.

Уровень помех, генерируемых микроконтроллером, может быть снижен также путём соответствующих усовершенствований его корпусирования и схемы расположения выводов. В настоящее время широко распространены корпуса ИС на основе так называемой выводной рамки (leadframe, см. **Рис. 13.59, а**). В них сигнальные линии и шины питания, соединяющие полупроводниковый кристалл ИС с её внешними выводами, проведены в виде «паучьих ножек». По такой технологии выполнены корпуса типов DIL, PLCC, M-QFP и T-QFP. Чем больше расстояние между полупроводниковой подложкой кристалла и внешним выводом корпуса, тем выше контактная индуктивность данного соединения. Она состоит из индуктивности выводной рамки и индуктивности проволочного соединения, которое обеспечивает электрический контакт между кристаллом и выводной рамкой. При проектировании схемы расположения выводов микроконтроллера особое внимание следует уделить разводке выводов питания, которые всегда должны быть сгруппированы попарно и располагаться как можно ближе к середине соответствующей стороны корпуса. Такое их расположение позволяет минимизировать индуктивность внутренних соединений и создаёт оптимальные условия для блокирования помех.

В то время как в корпусах с выводной рамкой схема разводки сигнальных линий задаётся заранее и не может затем изменяться, применение корпусов, выполненных по технологии BGA (матрицы шариковых выводов, см. **Рис. 13.59, б**), позволяет оптимизировать критические, с точки зрения ЕМС, сигнальные соединения и линии питания путём разработки соответствующих трафаретов. Здесь выводы выполнены на нижней стороне корпуса в виде маленьких шариков, которые методом точечной пайки припаиваются к контактным площадкам печатной платы. Электрический

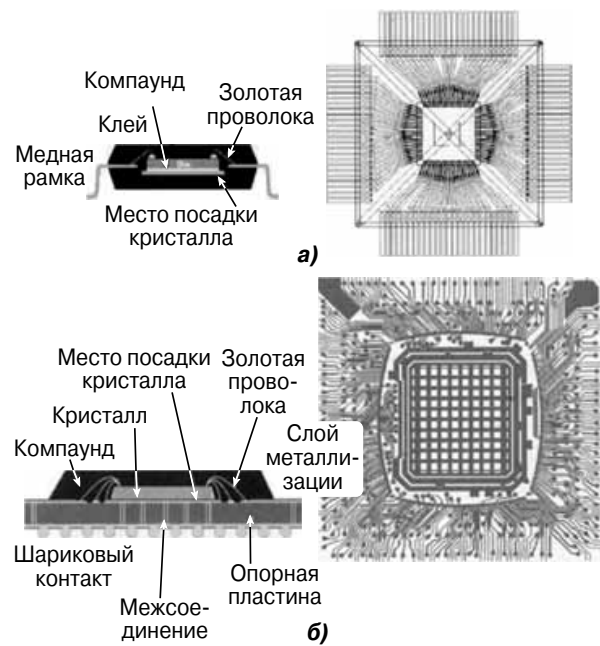


Рис. 13.59. Вид сверху и изображение в поперечном разрезе корпусов с выводной рамкой (а) и типа BGA (б).

контакт между полупроводниковым кристаллом ИС и соответствующими дорожками опорной пластины осуществляется либо проволочными соединениями, либо, в варианте «перевернутого» кристалла, непосредственно через так называемые столбиковые выводы.

Компьютерное моделирование и симуляция характеристик ЕМС

Если при проектировании печатных плат методы компьютерной симуляции их ЕМС-параметров применяются уже довольно давно и широко, то методика моделирования и программной симуляции ЕМС-характеристик микрокомпьютеров пока ещё находится на начальном этапе своего развития. Основная причина этого заключается в большой сложности микроконтроллера — программная симуляция его работы на уровне, например, транзисторов требует обработки невероятно больших массивов данных и занимает много времени. Более реалистичным решением является программная генерация эквивалентных источников тока, которые моделируют «поведение» микроконтроллера в целом или отдельных его модулей при переключении токов.

Для проведения системно-ориентированных компьютерных симуляций

ЕМС-параметров микроконтроллеров разработаны различные стандартные программные модели. Но, например, модель IBIS описывает лишь характеристики портов ввода/вывода. Так называемая модель электромагнитного излучения интегральной схемы (Integrated Circuits Electromagnetic Emission Model — ICEM) определяет эквивалентные источники тока, подключаемые к выводам питания ИС. Хотя уровень помех именно на этих выводах микроконтроллера является определяющим и подлежит оценке в первую очередь, симуляционная модель должна также содержать данные о типе корпуса и разводке печатной платы в непосредственной близости от ИС (например, с учётом так называемой концепции блокировки). На уровне кристалла такая модель должна описывать эквивалентные источники тока, соответствующие функциональным модулям микроконтроллера и включать в себя прецизионную *RLC*-модель источника напряжения питания (Рис. 13.60).

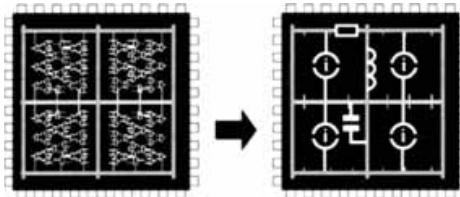


Рис. 13.60. Моделирование сложной ИС с помощью эквивалентных источников тока и выделения *RLC*-контуров.

Качество компьютерной модели напрямую зависит от того, сколь корректно с её помощью можно вычислять динамические токи переключения и какова точность выделения паразитных *RLC*-контуров. Если модель используется лишь для качественной оценки ЕМС-характеристик, например, при модернизации устройства, то её количественной точностью можно в определённых пределах пожертвовать.

13.3.4. Помехоустойчивость микроконтроллеров

Вплоть до настоящего времени проблема помехоустойчивости микроконтроллеров не привлекала особого внимания, поскольку напряжения питания 3.3...5 В во много раз превышают уровень внешних электромагнитных помех; при понижении напряжения

питания до 1.5 В и ниже эта проблема приобретает актуальность. Оценка помехоустойчивости микроконтроллеров с помощью соответствующих методов измерения (например, измерение ошибок при передаче сигналов) является чересчур дорогостоящей, поскольку предварительно требуется идентифицировать те элементы схемы, которые под воздействием помех могут работать с ошибками, и написать специализированную (заказную) программу для управления процессом измерений. С тех пор как были разработаны методы тестирования печатных плат, предпринимаются усилия по стандартизации на международном уровне методов измерения помехоустойчивости ИС. Они, главным образом, относятся к излучаемым ВЧ полям и наведённым ВЧ токам. Методы измерения помехоустойчивости, соответствующие нормам IEC 62132, подробно рассмотрены в подразделе 13.1.3.

В настоящее время продолжается работа по созданию установок для испытаний устойчивости ИС к воздействию импульсных помех. Большое значение имеет и устойчивость микроконтроллеров к воздействию электростатического разряда (ESD). В этой связи стоит отметить, что обычно ни один из выводов микроконтроллера (не считая выводов питания) не связан непосредственно с разъёмами, которые предназначены для внешних соединений, поэтому требования к защищённости микроконтроллера от внешних электростатических импульсов не столь высоки, как для других ИС или системы в целом.

Наибольшее воздействие на помехоустойчивость микроконтроллера оказывают помехи, возникающие в цепи питания вследствие протекания в ней больших импульсных токов переключения (так называемые SSN-шумы). Эти помехи вызваны как процессами в самом микроконтроллере, так и влиянием внешних устройств, в особенности мощных полупроводниковых компонентов, и могут значительно ухудшить отношение сигнал/шум.

13.4. Обеспечение ЕМС в проводных системах связи

Термин «проводные системы связи» может быть отнесён к широкому диапазону устройств и технологий. Сюда входят элементы телекоммуникационных сетей, центры

коммутации и маршрутизаторы локальных сетей (LAN), а также абонентские устройства для частного пользования, например телефоны, персональные компьютеры или сетевые оконечные устройства.

Однако требования по обеспечению EMC в области систем связи относятся к системам в целом, а не к отдельным их компонентам. Из этого следует, что испытания на электромагнитную совместимость должны в основном проводиться на уровне внешних интерфейсов:

- сигнальных линий (проверка величины ВЧ напряжений и уровней тока);
- линий питания (проверка величины ВЧ напряжений);
- корпусов (проверка уровней напряжённости электрического и магнитного полей).

Скорости передачи данных в системах связи становятся всё выше и выше. Следовательно, растёт и ширина полосы пропускания аналоговых сигналов, отведённой для предоставления различных услуг. Так, например, в настоящее время службы ADSL или VDSL используют тот же самый диапазон частот, что и проводное радио, которое должно быть защищено соответствующими нормативами EMC. Диапазоны частот, используемые различными службами проводной связи, представлены на **Рис. 13.61**.

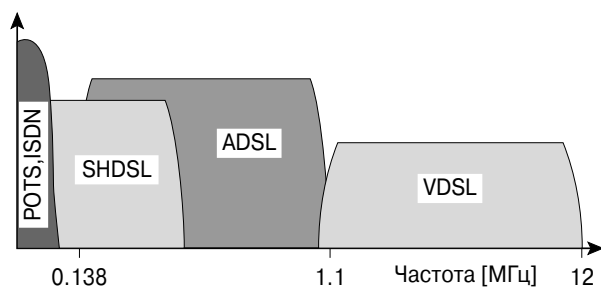


Рис. 13.61. Диапазоны частот, выделенные под различные широкополосные услуги в проводных системах связи.

Удовлетворить требованиям EMC при работе в данном диапазоне частот отнюдь нелегко. Нельзя просто взять и дополнить интерфейс фильтром, поскольку в этом случае пострадает и полезный сигнал, передаваемый по линии связи. На **Рис. 13.62** показан типичный спектр сигнала на линии ADSL. Синфазное напряжение измерялось приёмником электромагнитных помех

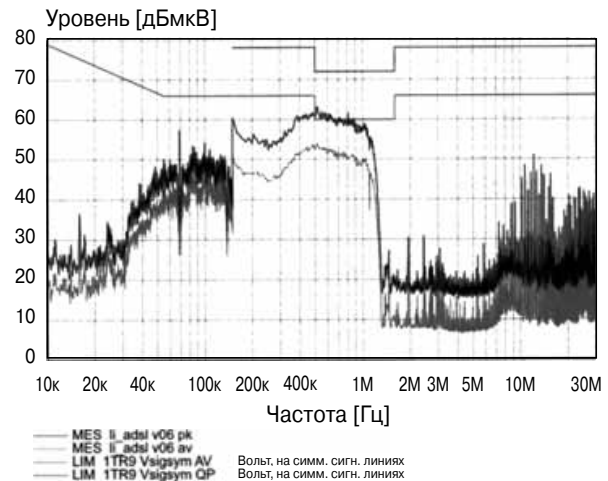


Рис. 13.62. Спектр сигнала на линии ADSL.

(EMI) с помощью стандартного контура связи для телекоммуникационных линий.

Спектр сигнала ADSL простирается от 30 кГц до 1.1 МГц. На рисунке представлены два графика. Первый из них выражает измеренные пиковые значения (Pk), а второй — средние значения (Avg) сигнала. Это соответствует стандарту, который определяет различные предельные значения для каждого типа измерений.

Но вспомним теперь, что протокол DSL является симметричным по отношению к земле, поэтому при измерениях в синфазном режиме сигнал не должен появляться. Причина того, что на графике он всё-таки замечен, заключается в некоторой асимметрии испытательной схемы. В спектре сигнала присутствует также узкополосная помеха, источником которой является преобразователь напряжения на системной плате или импульсы тактовой частоты и их гармоники. Ни в коем случае нельзя допускать, чтобы эти помехи из системной платы проникали в линию ADSL.

Очевидно, что наличие подобной «смеси» полезного сигнала и помехи создаёт определённые трудности при выборе наилучшей стратегии по достижению требуемого уровня EMC. Рано или поздно, но становится ясно, что наилучший путь решения этой проблемы заключается в схемотехническом усовершенствовании самой системы, как на уровне печатной платы, так и на уровне компонентов.

Ниже мы рассмотрим ряд идей, посвящённых организации прохождения сигналов внутри системы.

13.4.1. Системы, компоненты и основные понятия

Телекоммуникационные устройства в основном содержат следующие компоненты:

- источник питания;
- цифровые блоки предварительной обработки данных (Digital Front-End — DFE), например процессор цифровой обработки сигналов (DSP) и микроконтроллер;
- аналоговые блоки предварительной обработки данных (Analog Front-End — AFE), например аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП);
- усилители — усилитель передатчика (линейный драйвер) или усилитель приёмника.

Типичная структурная схема очень простой системы связи приведена на **Рис. 13.63**.

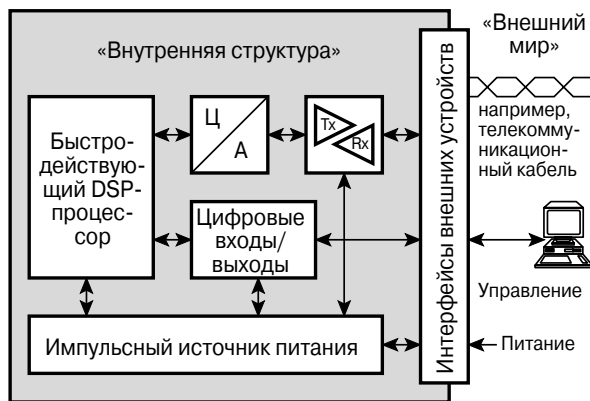


Рис. 13.63. Типичная структурная схема проводной системы связи.

Каждая система связи должна удовлетворять определённым требованиям EMC, причём эти требования необходимо задавать ещё на этапе проектирования системы. Узловыми пунктами здесь являются следующие:

- определение характеристик EMC для новой продукции;
- системное проектирование: разбиение системы на небольшие функциональные блоки (модули) в случае, если расчёт EMC на системном уровне оказывается трудно выполнимым;
- модульное проектирование: прежде, чем приступить к проектированию системы в целом, следует определить EMC-характеристики отдельных модулей с помо-

щью компьютерной симуляции, программной эмуляции или путём тестирования готовых прототипов;

- проверка соответствия EMC-характеристик разрабатываемой продукции установленным нормам для всех возможных областей применения;
- учёт EMC-параметров при контроле качества (QA).

На характеристики EMC оказывают влияние любые изменения, произведённые в модуле, например замена компонентов или соединительных кабелей. Характеристики EMC могут меняться даже в результате исправления ошибок в программном обеспечении;

- распространение продукции (разработанной системы) исключительно на том рынке, для которого она и была предназначена;
- получение отчётов об отказах, связанных с проблемами EMC, и организация обратной связи с пользователями, способствующей процессу усовершенствования продукции, как готовой, так и находящейся в стадии разработки.

13.4.2. Проектирование печатных плат для высокоскоростных систем и меры по обеспечению целостности сигнала

Как видно из **Рис. 13.63**, основную нагрузку по обработке сигналов в системе берёт на себя процессор цифровой обработки сигналов (DSP), длительность цикла тактовой частоты которого обычно составляет 10 нс или менее. Но можно ли говорить о том, что эти 10 нс и есть критерий действительно высокой скорости работы?

Смысл термина «высокоскоростной» зависит от контекста, в котором он употребляется. Однако, коль скоро речь идёт о проектировании печатных плат, данный термин может быть относительно чётко определён с помощью формальных характеристик сигнала. Ниже мы будем использовать следующие обозначения: время нарастания t_r , время затухания t_f , длительность импульса t_p , в течение которого сигнал находится в ВЫСОКОМ логическом состоянии. Частотный спектр такого сигнала можно легко вычислить с помощью преобразования Фурье (см. также подраздел 13.1.1):

$$\lambda = \frac{c \cdot \pi \cdot t_{fr}}{\sqrt{\epsilon_r}},$$

$$f_{\text{highspeed}} = \frac{1}{\pi \cdot t_{fr}},$$

где $t_{fr} = \min(t_r, t_f)$, c — скорость света в вакууме, ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость печатной платы.

Если длина проводящей дорожки печатной платы l_{track} сопоставима с длиной волны сигнала λ (например, превышает величину $\lambda/20$), то можно считать, что сигнал является высокоскоростным. В этой связи необходимо заметить, что спектр цифровых сигналов с высокой крутизной фронтов включает в себя составляющие очень высокой частоты даже при низкой частоте тактового сигнала. Это означает, что импульсный сигнал, характеризующийся временем нарастания 500 пс, следует считать высокоскоростным, если длина соответствующей проводящей дорожки печатной платы превышает 11.75 мм. С одной стороны, это хорошо: достаточно сделать дорожку короче 11.75 мм, и проходящий по ней сигнал перестаёт быть высокоскоростным. Но, к сожалению, есть и обратная сторона медали — при проектировании печатной платы далеко не всегда удаётся «удержать» длину всех дорожек в желаемых пределах. В этом случае особенно важно учитывать требования EMC и обеспечения целостности сигнала.

Что же такое «целостность сигнала»? На сайте компании Signal Consulting Inc. (<http://signalintegrity.com>) можно найти следующее определение этого понятия: «...это область исследований, занимающая промежуточное положение между цифровым проектированием и теорией построения аналоговых схем. Здесь рассматриваются паразитные затухающие колебания («звон»), перекрёстные помехи, нестабильность земли и шумы источника питания. Здесь изучается, как построить действительно быстродействующее цифровое оборудование, которое реально работает. Здесь вырабатываются практические, применимые в реальном мире решения проблем проектирования высокоскоростных систем». Целостность сигнала связана с обеспечением «...максимальной производительности и минимальной стоимости технологий межсоединений, применяемых в высокоскоростных цифровых устройствах».

Таким образом, понятие целостности сигнала относится к небольшой, но важной области EMC, а именно к внутренней структуре проектируемой системы (см. **Рис. 13.63**). В некотором смысле это более абстрактное понятие, чем законы электродинамики. С увеличением быстродействия ИС инженеры вынуждены уделять всё больше внимания проблемам электромагнитной совместимости. Однако разработчики цифровых устройств, как правило, не особенно сведущи в аналоговых или высокочастотных технологиях, и обычно им не требуется обременять себя изучением фундаментальных законов электродинамики.

Для обеспечения целостности сигнала следует уделить особое внимание следующим факторам:

- перекрёстные помехи;
- затухающие колебания («звон»);
- нестабильность земли;
- шумы источника питания.

Ниже в данном разделе подробно описывается, как при разработке обеспечить хорошую целостность сигнала, которая, в свою очередь, является основой для хорошей EMC.

Перекрёстные помехи

Перекрёстная помеха — это электромагнитная взаимосвязь сигнальных проводников, находящихся внутри полупроводниковой схемы, на печатной плате или в многожильном телефонном кабеле.

Перекрёстная помеха в электротехнике рассматривается как нежелательное, но неизбежное явление. С другой стороны, она может «удерживаться» в определённых границах, что позволяет исключить её влияние на производительность системы.

Проводящие дорожки печатной платы или телефонные линии представляют собой так называемые распределённые элементы и их характеристики не могут быть определены с помощью формул, предназначенных для описания элементов с сосредоточенными параметрами (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности и трансформаторов). Тем не менее, в электротехнике обычно применяется метод, при котором для представления распределённых элементов используются цепи элементов с сосредоточенными параметрами. Такой подход допустим потому, что проводящая дорожка длиной l_{track} и цепочка из n проводников

длиной по $dz = l_{\text{track}}/n$ всегда могут рассматриваться как идентичные друг другу. Если длина «элементарного» проводника Δz достаточно мала, то, как уже упоминалось выше, проходящий по нему сигнал уже не может рассматриваться как высокоскоростной. Элементарный проводник dz может быть представлен в виде эквивалентных ему элементов с сосредоточенными параметрами (резисторов, конденсаторов, дросселей и трансформаторов).

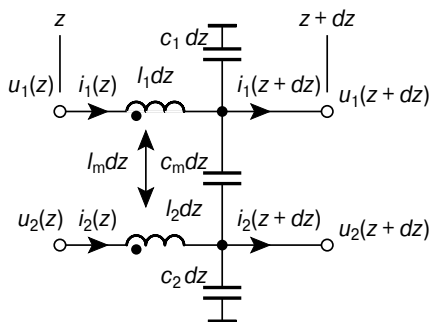


Рис. 13.64. Простая модель перекрёстной помехи с использованием двух проводников без потерь (длина проводника dz).

Подобная модель показана на Рис. 13.64, где изображены два так называемых проводника без потерь (loss-free). В качестве модели первого из них используется цепочка c_1-l_1 , а в качестве модели второго — цепочка c_2-l_2 . Для представления перекрёстной связи между проводниками использу-

ются элементы c_m (ёмкостная связь) и l_m (индуктивная связь).

Решение системы частных дифференциальных уравнений для этой модели описывает волну, распространяющуюся в прямом и обратном направлениях:

$$u_i(z, t) = A_i u_i(z + v_i t) + B_i u_i(z - v_i t) \text{ для } i = 1, 2.$$

Данное решение может быть получено методами линейной алгебры, с помощью диагонализующей матрицы. Для того чтобы упростить объяснения, в нижеприведённых схемах типы перекрёстной помехи представлены по отдельности.

Индуктивная перекрёстная помеха

На Рис. 13.65, который поясняет эффект прямой и обратной перекрёстной помехи, изображён проводник, «разбитый» на n элементарных ячеек. Каждый из них может быть представлен в виде трансформатора и элемента задержки $\tau = dz/v$. Эта дискретная модель упрощает описание перекрёстной помехи, которая подразделяется на прямую и обратную.

Амплитуда импульса прямой перекрёстной помехи увеличивается с увеличением параметра z , и эти импульсы инвертированы по отношению к проводнику-«агрессору». Допустим, измерения производятся в проводнике-«жертве» в точке $z = 1 \cdot dz$. Результатом измерения, соответствующим моменту времени $t = 1 \cdot \tau$, будет маленький отрицательный импульс. Однако измерение

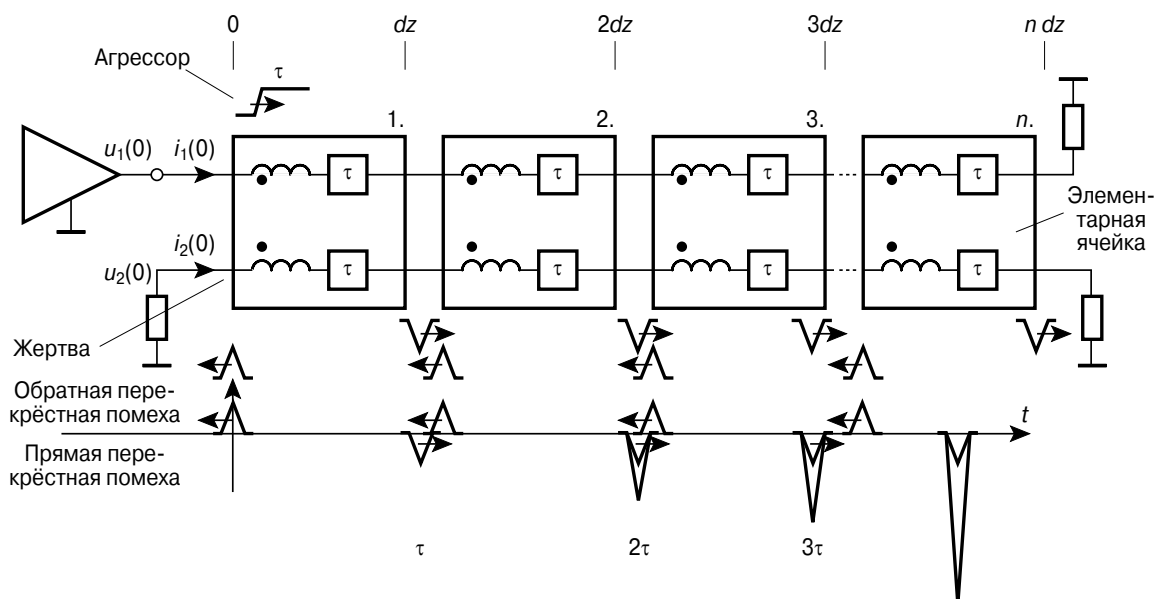


Рис. 13.65. Индуктивная перекрёстная помеха.

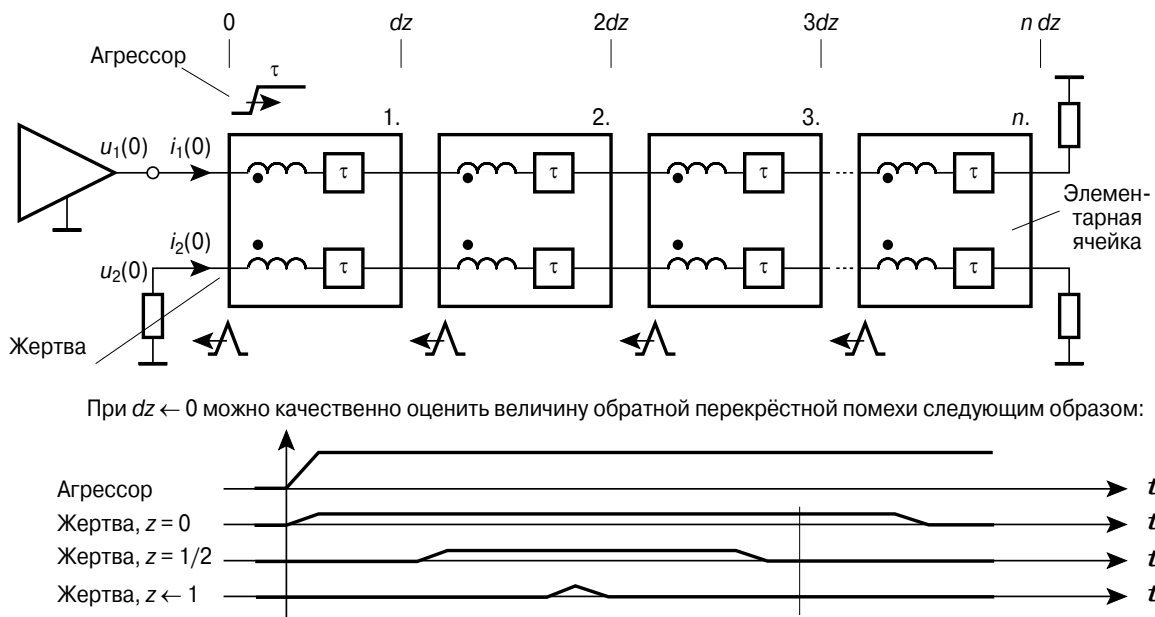


Рис. 13.66. Индуктивная обратная перекрёстная помеха.

в точке $z = 2 \cdot dz$ покажет импульс удвоенной амплитуды, соответствующий моменту времени $t = 2 \cdot \tau$. Это удвоение связано с наложением импульса, преобразованного в «элементарной ячейке №2», и импульса, распространяющегося по проводнику-«жертве» от точки $z = 1 \cdot dz$ до точки $z = n \cdot dz$.

Длительность (ширина) импульса обратной перекрёстной помехи возрастает при уменьшении параметра z , но амплитуда импульса остаётся неизменной, и он не инвертирован по отношению к проводнику-«агрессору». Вновь предположим, что измерения сигнала проводятся в различных точках вдоль проводника. Измерение в точке $z = (n - 1) \cdot dz$ показывает маленький положительный одиночный импульс, появляющийся в момент времени $t = (n - 1) \cdot \tau$ и распространяющийся в обратном направлении по проводнику в сторону точки $z = 0$. В точке $z = (n - 2) \cdot dz$ будут отмечены два импульса: первый — в момент времени $t = (n - 2) \cdot \tau$ и второй — в момент времени $t = n \cdot \tau$. Этот дополнительный импульс представляет собой движущийся в обратном направлении импульс, который возник в точке $z = (n - 1) \cdot dz$ и спустя время задержки τ «прибыл» в точку $z = (n - 2) \cdot dz$. В точке $z = 0$ будут отмечены n импульсов, каждый из которых будет иметь время задержки $2 \cdot \tau$ вследствие задержек как в проводнике-«агрессоре», так и в проводнике-«жертве». При $dz \rightarrow 0$ импульсы становятся неразделимы между собой и сливаются в один длинный импульс с небольшой амплитудой.

На Рис. 13.66 приведены качественные зависимости величины обратной перекрёстной помехи в различных точках проводника (параметр z) от времени t .

Ёмкостная перекрёстная помеха

Модель, приведённая на Рис. 13.67, очень похожа на рассмотренную выше модель для индуктивной перекрёстной помехи, но в данном случае индуктивный трансформатор заменён на ёмкостный (т.е. реализуется ёмкостная связь между проводниками).

Амплитуда импульсов прямой перекрёстной помехи увеличивается с увеличением параметра z , и эти импульсы не инвертированы по отношению к проводнику-«агрессору». Допустим, измерения производятся в проводнике-«жертве» в точке $z = 1 \cdot dz$. Результатом измерения, соответствующим моменту времени $t = 1 \cdot \tau$, будет небольшой положительный импульс. Однако измерение в точке $z = 2 \cdot dz$ покажет импульс удвоенной амплитуды, появляющийся в момент времени $t = 2 \cdot \tau$. Это удвоение связано с наложением импульсов — преобразованного ёмкостным трансформатором «элементарной ячейки №2» и распространяющегося вдоль проводника-«жертвы» от точки $z = 1 \cdot dz$ до точки $z = n \cdot dz$.

Длительность (ширина) импульса обратной перекрёстной помехи возрастает при уменьшении параметра z , но амплитуда импульса (не инвертированного по отноше-

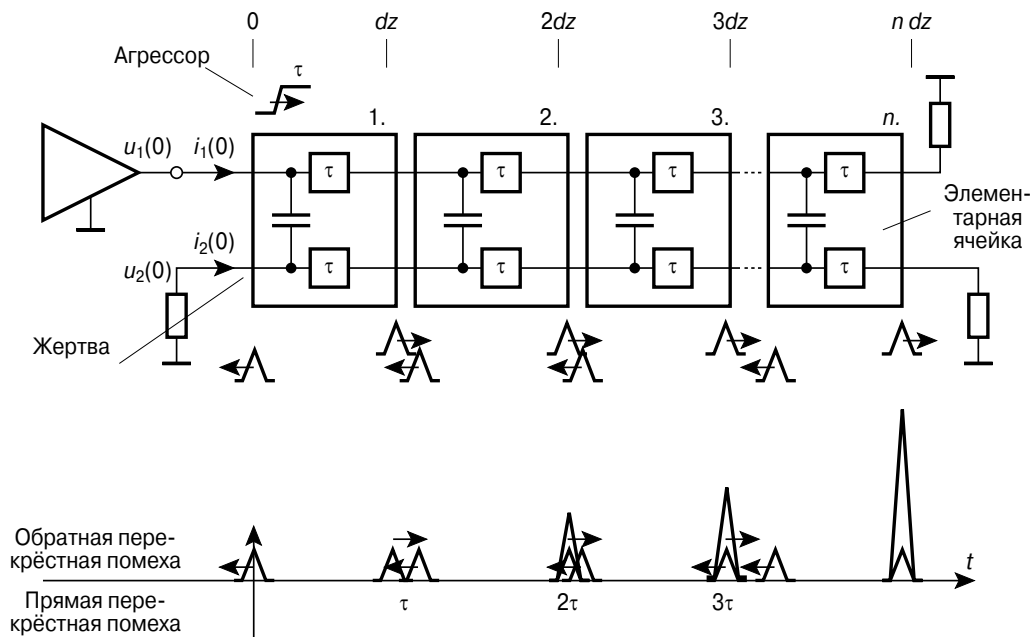


Рис. 13.67. Ёмкостная перекрёстная помеха.

нию к проводнику-«агрессору») не изменяется. Вновь предположим, что измерения сигнала проводятся в различных точках вдоль проводника. Измерение в точке $z = (n - 1) \cdot dz$ показывает небольшой положительный одиночный импульс, возникающий в момент времени $t = (n - 1) \cdot \tau$ и распространяющийся в обратном направлении по проводнику в сторону точки $z = 0$. В точке $z = (n - 2) \cdot dz$ будут отмечены два импульса: первый — в момент времени $t = (n - 2) \cdot \tau$ и второй — в момент времени $t = n \cdot \tau$. Этот дополнительный импульс представляет собой движущийся в обратном направлении импульс, который возник в точке $z = (n - 1) \cdot dz$ и спустя время задержки τ «прибыл» в точку $z = (n - 2) \cdot dz$. В точке $z = 0$ будут отмечены n импульсов, каждый из которых задержан на время $2 \cdot \tau$ вследствие задержек как в проводнике-«агрессоре», так и в проводнике-«жертве». При $dz \rightarrow 0$ импульсы становятся неразделимы между собой и сливаются в один длинный импульс с небольшой амплитудой.

Сочетание индуктивной и ёмкостной перекрёстных помех

Если ёмкостная и индуктивная перекрёстные помехи хорошо сбалансированы, как, например, в случае, когда сигнальные проводники на печатной плате экранированы слоями питания или земли (т.е. выполнены в виде «полных» полосковых линий),

то величина прямой перекрёстной помехи оказывается близкой к нулю. В случае, когда проводящие дорожки внешнего сигнального слоя печатной платы экранированы слоем земли только с одной, нижней стороны (т.е. представляют собой микрополосковые линии), ёмкостная связь оказывается слабее, чем индуктивная, и в проводнике-«жертве» появляется прямая перекрёстная помеха, инвертированная по отношению к проводнику-«агрессору». Причина ослабления ёмкостной связи состоит в том, что большинство силовых линий электрического поля замыкается через воздух, а не через диэлектрик, из которого в основном сделана печатная плата.

Обратная перекрёстная помеха всегда является неинвертированной по отношению к проводнику-«агрессору», и её величина не зависит от того, по какой геометрии выполнены сигнальные проводники печатной платы — в виде микрополосковых (несимметричных) или полосковых линий. Разницу между этими двумя вариантами иллюстрирует Рис. 13.68.

На основании всего вышеизложенного можно сформулировать следующие правила, которыми следует руководствоваться с целью снижения уровня перекрёстных помех:

- Ограничивайте крутизну фронтов импульсов сигналов (т.е. надо увеличивать время нарастания/спада и снижать величину dv/dt).

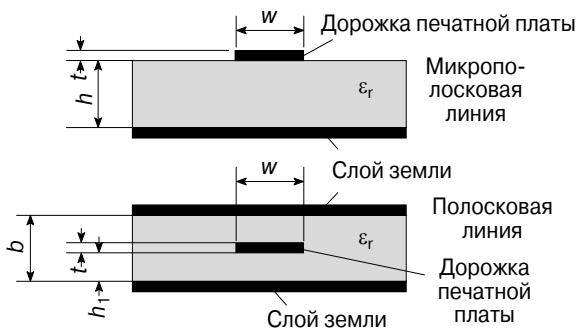


Рис. 13.68. Сравнение конструкций микрополосковой линии и «полной» полосковой линии.

- Производите разводку печатной платы надлежащим образом (особое внимание следует обратить на геометрию проводящих дорожек):
 - используйте дорожки минимально возможной длины;
 - обеспечьте как можно больший зазор между дорожками;
 - не располагайте линии передачи чувствительных к наводкам сигналов параллельно дорожкам, сигналы в которых характеризуются высокой крутизной фронтов;
 - линии передачи дифференциальных сигналов располагайте параллельно друг другу и с как можно меньшим зазором. Это следует делать затем, чтобы на каждый из проводников дифференциальной линии воздействовала одна и та же помеха, что обеспечит их взаимную компенсацию в дифференциальном сигнале.
- Добавляйте слои земли таким образом, чтобы избежать образования земляных островков. Используйте земляные островки лишь в том случае, когда уверены, что дорожки, выделенные под передачу высокоскоростных сигналов, не пересекают земляных островков.
- Земляной островок, расположенный под проводящей дорожкой, по которой передаётся высокоскоростной сигнал, не позволяет возвратному сигнальному току протекать по кратчайшему пути, т.е. величина l_m всё равно увеличивается.
- Внешние сигнальные слои с точки зрения помехозащищённости хуже, чем внутренние:
 - полосковые линии эффективнее микрополосковых;

— при использовании полосковых линий величины c_m и l_m сбалансированы, поэтому прямая перекрёстная помеха очень мала;

— при использовании микрополосковых линий силовые линии электрического поля проходят, главным образом, через воздух, а не через диэлектрик (в отличие от полосковой линии), поэтому ёмкостная связь оказывается меньше, чем индуктивная.

Уровень перекрёстных помех возрастает в тех случаях, когда происходит отражение сигнала на концах проводника. Ниже мы рассмотрим способы уменьшения этих отражений.

Затухающие колебания («звон»)

Так называемый звон, пример которого показан на Рис. 13.69, представляет собой паразитные колебания, которые часто возникают при передаче цифровых высокоскоростных сигналов.

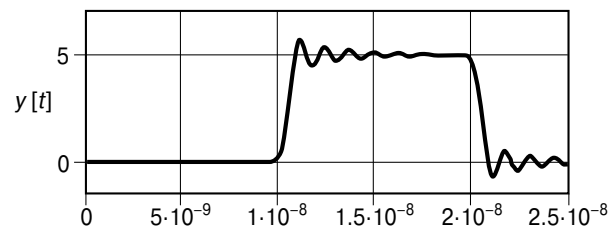


Рис. 13.69. Пример затухающих колебаний («звона»), возникающих при передаче цифрового сигнала.

Причиной данных колебаний является несогласованность импедансов источника и приёмника сигналов. Вследствие этого часть энергии сигнала (или даже вся эта энергия) отражается обратно в линию. Амплитуда «звона» определяется коэффициентом отражения, а частота этих паразитных колебаний зависит от длины проводника l_{track} (Рис. 13.70).

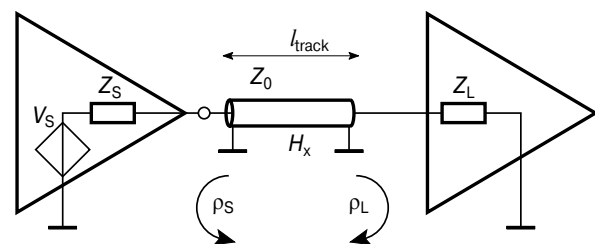


Рис. 13.70. Модель отражения сигналов.

Здесь применимы следующие выражения.

Частота паразитных колебаний рассчитывается по формуле:

$$f_{\text{ring}} = \frac{c}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot l_{\text{track}}},$$

коэффициент отражения со стороны источника сигнала

$$\rho_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0},$$

а коэффициент отражения со стороны приёмника сигнала

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}.$$

Поскольку ширина полосы пропускания цифровых высокоскоростных систем передачи должна быть достаточно большой, коэффициент отражения невозможно понизить до нуля. Однако существует ряд других способов уменьшения паразитных колебаний до уровня, удовлетворяющего системным требованиям (**Рис. 13.71**).

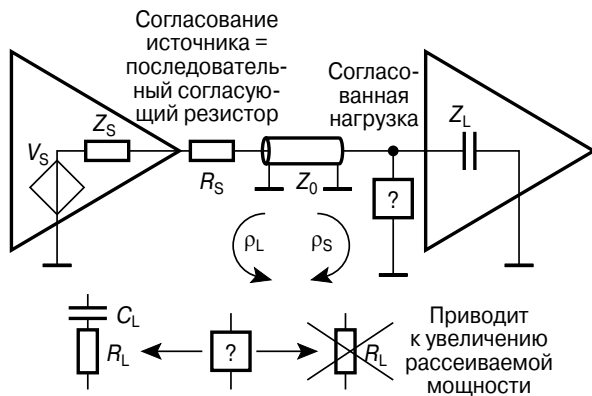


Рис. 13.71. Рекомендуемая схема подключения согласующего резистора при передаче цифровых сигналов.

Расчёт значений соответствующих резисторов и конденсаторов рекомендуется производить по следующим формулам:

$$R_S = |Z_0| - |Z_L| \text{ (обычно } |Z_0| > |Z_L| \text{);}$$

$$R_L = |Z_0|;$$

$$|\rho C_L| \gg |Z_0^{-1}|, \text{ где } \rho = j2\pi \cdot f_{\text{fr}};$$

$$C_L \approx 10 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{fr}} \cdot |Z_0|} = 5 \cdot \frac{t_{\text{fr}}}{|Z_0|},$$

где $t_{\text{fr}} = \min(t_f, t_r)$, т.е. соответствует значе-

нию критической длительности фронта сигнала.

С учётом этих граничных условий снизить уровень «звона» можно, руководствуясь следующими правилами:

- Найдите критический (т.е. наиболее высокоскоростной) сигнал в системе.
- Длина проводящих дорожек печатной платы, предназначенных для передачи высокоскоростных сигналов, должна быть минимальной (короче, чем $\lambda/20$ для граничной частоты, соответствующей наибольшей крутизне фронта импульсов).
- Импедансы проводящих дорожек должны быть согласованы.
- Используйте непрерывные слои земли (а не отдельные земляные «островки»).
- Располагайте последовательный согласующий резистор как можно ближе к источнику сигнала (т.е. к драйверу линии).
- Располагайте нагрузочный согласующий резистор как можно ближе к приёмнику сигнала (к нагрузке).
- Согласующая нагрузка предназначена для согласования импедансов по переменному току, т.е. через неё не должен протекать постоянный ток (в противном случае, это приведёт к повышенным потерям мощности при передаче сигнала).

Перекрестные помехи и паразитные колебания («звон») оказывают непосредственное влияние на передаваемые сигналы. Однако при проектировании систем следует принимать во внимание и другие аспекты ЕМС, например, связанные с организацией надлежащих земляных слоёв или с правильным выбором источника питания системы.

Нестабильность земли

Нестабильность земли — это нежелательное падение напряжения сигнала на проводниках, соединяющихся с землёй. Это явление может возникать как на уровне печатной платы, так и внутри самой микросхемы (**Рис. 13.72**). Как правило, в цифровых высокоскоростных системах соотношение di/dt очень велико, что связано с очень малыми значениями dt (время переключения сигнала из ВЫСОКОГО уровня в НИЗКИЙ, и наоборот). Наиболее критическим фактором здесь является величина паразитной индуктивности проводника, соединяющего микросхему с землёй. Вследствие вы-

сокой скорости переключения сигналов, индуктивная составляющая полного импеданса проводника существенно превышает его резистивную составляющую. Это означает, что амплитуда тока в проводнике не очень велика.

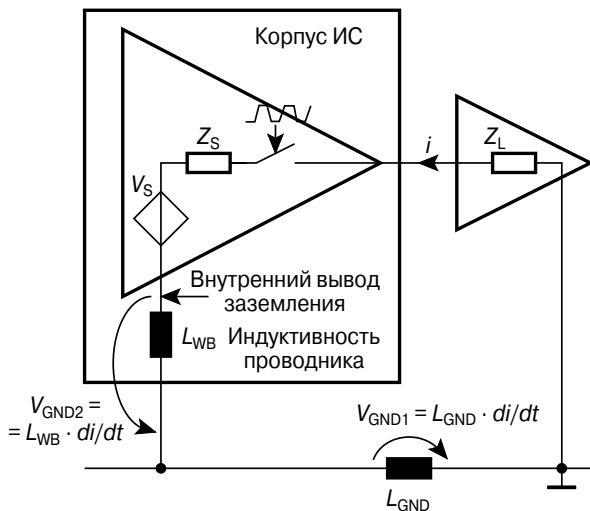


Рис. 13.72. Схема, поясняющая эффект нестабильности земли.

Чтобы уменьшить эффект нестабильности земли, следует соблюдать следующие правила:

- Снижать крутизну фронтов сигнала (т.е. увеличивать время нарастания и спада импульсов).
- В качестве заземляющих применять соединительные проводники низкоиндуктивных типов. Предпочтительно также в качестве земли использовать целый проводящий слой (или слои) печатной платы, а не отдельные области или участки на каком-то одном из слоёв (поскольку возвратный ток стремится протекать по пути с наименьшим импедансом).
- Использовать большое количество дополнительных развязывающих конденсаторов, каждый из которых должен быть размещён в непосредственной близости от соответствующего питающего или земляного вывода ИС.
- Применять способ параллельного соединения нескольких конденсаторов с разными номиналами ёмкости (например, 10 пФ, 1 нФ и 100 нФ), чтобы надёжнее «перекрыть» весь диапазон частот переключения, которые могут быть задействованы в системе. Обратите внимание, что в реальных условиях конденса-

тор с большим номинальным значением ёмкости обладает худшими ёмкостными характеристиками на высоких частотах и может даже вести себя подобно индуктивности.

- Разработчикам ИС рекомендуется реализовывать в них шины считывания для внутреннего обращения; поскольку ток, протекающий по этим линиям, очень мал, их добавление не приведёт к возрастанию эффекта нестабильности земли. По периметру полупроводникового кристалла ИС следует расположить многочисленные внутренние выводы заземления.

Шумы источника питания

Помехи от источника питания системы могут возникать по нескольким причинам: вследствие процессов переключения токов в различных её компонентах или как результат проникновения в цепь питания шумов DC/DC-преобразователя, работающего в ключевом режиме. В процессе работы DC/DC-преобразователей всегда генерируются импульсы большой амплитуды и с высокой скоростью нарастания (di/dt). Основная проблема состоит в том, что шумы, распространяющиеся по цепи питания, ухудшают эффективность работы аналоговых схем (например, АЦП, ЦАП или операционных усилителей), поскольку значение коэффициента ослабления помех источника питания (PSRR) этих схем не может быть бесконечно большим. Следовательно, шум, проникающий через цепь источника питания, вызывает появление шумов на аналоговых выходах ИС; степень ослабления этих шумов зависит от значения PSRR.

Шумы подобного типа могут быть уменьшены за счёт применения следующих мер:

- Использовать для шин питания проводящие дорожки с низким импедансом (например, проводящие дорожки можно сделать пошире или, ещё лучше, использовать земляной слой). Это позволит минимизировать падение напряжения в шине питания.
- Использовать для снижения помех в шинах питания ферритовые бусины или резисторы. Выбирайте их параметры (I_{\max} , f_{20dB} , R_{DC} и т.д.) в соответствии с заданным рабочим диапазоном. Конечно, следует применять и локальные накопители

энергии (конденсаторы), которые должны размещаться как можно ближе к компонентам, потребляющим большой ток.

- Размещать развязывающие конденсаторы в непосредственной близости от выводов питания и земли ИС:
 - следует принимать во внимание тот факт, что реальные конденсаторы содержат паразитные элементы, такие как эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) и эквивалентная последовательная индуктивность (ESL). Эти элементы сильно влияют на эффективность работы развязывающего конденсатора.
- Тщательно выбирать параметры источника питания, т.е. выбирать такую рабочую частоту DC/DC-преобразователя, чтобы:
 - удовлетворить требованиям к производительности и уровню шума ИС (отметим, что коэффициент PSRR уменьшается с увеличением рабочей частоты), или
 - выбранная рабочая частота DC/DC-преобразователя лежала вне частотного диапазона, используемого системой для передачи данных, или
 - использовать, если это возможно, линейный источник питания.

Многие из рекомендаций по оптимальному, с точки зрения EMC и обеспечения целостности сигнала, проектированию печатных плат вполне применимы и при разработке ИС на уровне кристалла. Они относятся не только к «чисто полупроводниковой» схемотехнике, но и учитывают прикладные аспекты (например, как правильно назначить выводы ИС, выбрать параметры синхронизации, и т.п.). Разработка микросхем, удовлетворяющих требованиям по функциональности и EMC, — недостаточное условие для разработки целых систем, удовлетворяющих этим требованиям. Решение подобной задачи предполагает тесное сотрудничество между разработчиками ИС, системными разработчиками и пользователями. С учётом всего вышеизложенного, можно предложить следующие рекомендации по разработке систем:

- Делайте проводящие дорожки на печатной плате как можно короче (в первую очередь, это относится к высокоскоростным сигналам).

- Используйте отдельные слои многослойной печатной платы для разводки шин питания и земли; следует избегать появления на этих слоях изолированных областей.
- Для разводки шин питания и земли используйте соседние слои, поскольку вместе они образуют распределённый конденсатор.
- Располагайте развязывающие конденсаторы в непосредственной близости от выводов питания/земли ИС.
- Сверьтесь со справочными данными развязывающих конденсаторов. Их паразитные параметры (ESR, ESL, резонансная частота) должны быть учтены при проектировании высокоскоростных систем.
- В целях минимизации отражений сигнала соответствующие импедансы необходимо согласовывать.
- Используйте надлежащим образом подобранные резисторы для согласования нагрузки высокоскоростных сигнальных линий (проводящих дорожек печатной платы).
- Убедитесь, что путь протекания возвратного тока для каждого из сигналов минимален. Уровень возвратного ВЧ тока намного ниже, чем уровень тока в сигнальной линии (контур с наименьшим импедансом обладает наименьшей индуктивностью на высоких частотах).
- Длина контуров, в которых протекают импульсные токи с высокой скоростью нарастания (di/dt), должна быть как можно меньшей. Так можно снизить уровень перекрёстных помех, а также электромагнитных излучений и других помех, связанных с EMC.
- При проектировании печатной платы располагайте дорожки высокоскоростных цифровых сигналов в отдалении от дорожек, по которым проходят сигналы чувствительных аналоговых устройств.
- Параллельное расположение дорожек печатной платы может иметь как положительный, так и отрицательный эффект:
 - избегайте параллельного расположения дорожек, если необходимо получить минимальный уровень перекрёстных помех;
 - для передачи дифференциальных сигналов, наоборот, следует использовать

параллельные и как можно более близко расположенные дорожки.

- Увеличивайте промежуток между теми дорожками, взаимное влияние сигналов в которых нежелательно.
- Разводку дорожек для наиболее высокоскоростных сигналов следует проводить на внутренних слоях многослойной печатной платы.
- Работу по проектированию системы следует проводить в тесной кооперации между инженерами-разработчиками ИС, системными разработчиками и разработчиками печатных плат.

13.5. Защита компонентов от электростатических разрядов

Электростатический разряд (ESD) может стать причиной серьёзных повреждений полупроводниковых устройств. Поэтому в настоящее время большинство полупроводниковых компонентов (ИС) разрабатываются с учётом требований по их защищённости от ESD (**Рис. 13.73**). Встроенные в кристалл схемы защиты обеспечивают путь, при протекании по которому ток, возникающий в результате воздействия на ИС электростатического разряда, не повреждает саму ИС. Дополнительной функцией этих защитных структур является ограничение токов и напряжений, которые воздействуют на чувствительные схемы внутри самой ИС.

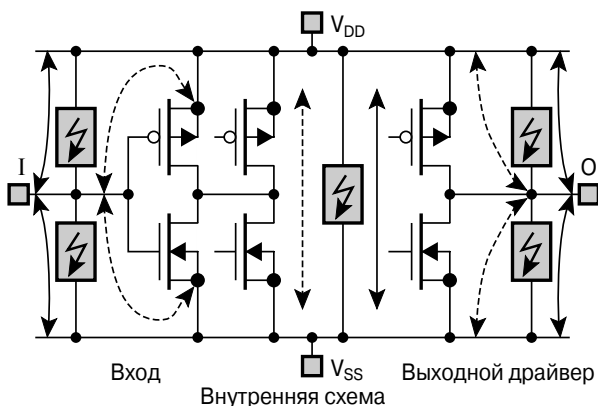


Рис. 13.73. Типичный пример организации встроенной защиты от ESD.

Однако защитные схемы рассматриваемого типа могут оказывать отрицательное влияние на функциональные характеристики защищаемого устройства. Это, главным

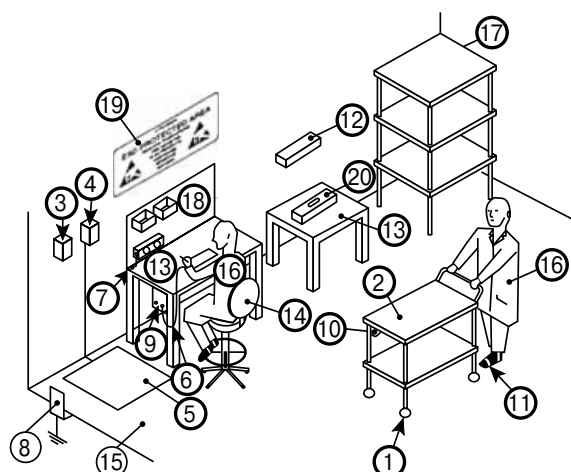
образом, усложняет реализацию таких требований к ИС, как минимальный ток утечки, малый размер кристалла ИС или высокая рабочая частота, на которой проявляется деструктивный эффект паразитных элементов схем защиты от ESD. По этой причине при проектировании встроенных в кристалл схем защиты от ESD приходится идти на определённый компромисс между производительностью устройств и их устойчивостью к воздействию ESD. Следовательно, встроенная защита полупроводниковых устройств от электростатических разрядов оказывается недостаточно эффективной в случае небрежного обращения с ними.

Необходимо также предусмотреть меры по снижению воздействия электростатических разрядов на ИС в процессе их производства и подготовки к работе. Для этого используются специальные меры и защитные материалы. Указанные меры должны удовлетворять следующим требованиям:

- Предотвращать возможность «перетекания» большого электрического заряда на объекты, соприкасающиеся с защищаемым устройством.
- Ограничивать, за счёт создания большого электрического сопротивления, протекание неконтролируемых разрядных токов, возникающих при контакте с выводами заряженного устройства.

По этой причине производство и испытания ИС, чувствительных к воздействию электростатических разрядов, обычно осуществляется в так называемых антистатических помещениях (ESD-защищённых зонах, см. **Рис. 13.74**), где всё оборудование выполнено из антистатических материалов. Поэтому в таком антистатическом помещении риск повреждения устройства при воздействии на него ESD оказывается минимальным. Если необходимо использовать ESD-чувствительные устройства или компоненты вне антистатического помещения, то для снижения риска их повреждения при транспортировке следует применять специальную защитную упаковку.

Для оптимального выбора материалов и оборудования для антистатических помещений, а также соответствующих упаковочных материалов следует руководствоваться стандартами EN 61340-5-1 (или соответствующим ему стандартом IEC 61340-5-1) и ANSI ESD S20.20. Они не только определя-



- 1 — Заземлённые роликовые колёса
- 2 — Заземлённая поверхность
- 3 — Тестер антистатического браслета
- 4 — Тестер антистатической обуви
- 5 — Площадка тестера антистатической обуви
- 6 — Заземление антистатического браслета
- 7 — Кабельные розетки с заземлением
- 8 — Земля
- 9 — Точка подключения заземления
- 10 — Точка заземления передвижной тележки
- 11 — Ножной заземлённый антистатический браслет
- 12 — Ионизатор воздуха
- 13 — Рабочая поверхность
- 14 — Заземлённое кресло
- 15 — Пол
- 16 — Одежда
- 17 — Стойка с заземлёнными полками
- 18 — Заземлённые контейнеры
- 19 — Плакат «Помещение с ESD-защитой»
- 20 — Прибор

Рис. 13.74. Пример идеального помещения с ESD-защитой, удовлетворяющего стандарту IEC 61340-5-1.

ют требования к методам защиты от ESD, но и являются основой для разработки таких методов.

13.5.1. Меры по защите ИС при контакте с электрически заряженными объектами

Наибольшую опасность для электронных устройств представляют внешние объекты, которые обладают электрическим зарядом (например, полученным в процессе их производства) и могут разряжаться через электронные устройства или их печатные платы. Первым в списке подобных «объектов» следует назвать человека. Для того чтобы предотвратить возникновение неконтролируемых электростатических разрядов при контакте персонала с электронными

устройствами, каждый работник должен носить на руке антистатический заземлённый браслет либо иметь проводящую обувь, обеспечивающую электрический контакт с заземлённым полом. Как показывают соответствующие исследования, при обеспечении надлежащего заземления электростатический потенциал человеческого тела не превышает 100 В, что не создаёт опасности повреждения электронных устройств.

Существует также риск возникновения ESD при контактах ИС с производственным оборудованием. Незаземлённые узлы машин и оборудования могут в процессе работы приобрести электрический заряд, что приведёт к возникновению электростатического разряда через электронный компонент или модуль. Поэтому необходимо регулярно проверять качество заземления всех (особенно, движущихся) частей машин.

13.5.2. Защитные меры по предотвращению электростатического заряда ИС в процессе их производства

Помимо контактов с объектами, рассмотренными выше, опасность представляет случай, когда заряженные ИС или печатные платы разряжаются через внешние объекты с очень высокой электропроводностью. Защитные меры против ESD подобного типа могут состоять в том, чтобы снизить электростатический заряд этих устройств или исключить возможность любых разрядов. Поэтому всё оборудование производственного помещения, такое как рабочие столы, стулья, стойки и т.п., должно быть выполнено из ESD-защищённых материалов и заземлено. В процессе производства ИС, в результате явления электростатической индукции, заряд может наводиться с одних устройств на другие, соседние устройства или печатные платы. Если по тем или иным причинам использование ESD-защищённых материалов недопустимо, то следует либо нейтрализовать этот заряд с помощью ионизаторов воздуха, либо исключить любую возможность контактного разряда. Таким образом, решение проблемы защиты от ESD невозможно без детального анализа всех этапов конкретного технологического процесса.