

Технологии электромагнитной совместимости. 2009. № 4.

ISSN 1729-2670

УЧРЕДИТЕЛЬ ЖУРНАЛА:

ООО «Издательский Дом «ТЕХНОЛОГИИ».

Зарегистрирован в Министерстве Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций. Регистрационное свидетельство ПИ № 77-9669 от 24 августа 2001 года

Оформить подписку можно по общенациональному каталогу «Пресса России»: 10362 — полугодовой индекс; в издательстве (предпочтительно) (8-985-134-4367).

Главный редактор журнала, председатель редакционного совета
КЕЧИВ ЛЕОНИД НИКОЛАЕВИЧ, д.т.н., проф.
Зам. главного редактора журнала
КАРМАШЕВ ВИКТОР СЕРГЕЕВИЧ
АЛЕШИН АНДРЕЙ ВЛАДИМИРОВИЧ, к.т.н.
Редакционный совет:
АКБАШЕВ БЕСЛАН БОРИСОВИЧ, д.т.н.
БАЛЮК НИКОЛАЙ ВАСИЛЬЕВИЧ, д.т.н., проф.
БОРИЩЕВСКИЙ АЛЕКСАНДР АЛЕКСЕЕВИЧ, д.т.н., проф.
КНИРЛОВ ВЛАДИМИР ЮРЬЕВИЧ, д.т.н., проф.
КОСТРОМИНОВ АЛЕКСАНДР МИХАЙЛОВИЧ, д.т.н., проф.
МЫРОВА ЛЮДМИЛА ОШЕРОВНА, д.т.н., проф.
НЕФЕДОВ ВИКТОРИЯНОВИЧ, д.т.н., проф.
НИКИТИНА ВАЛЕНТИНА НИКОЛАЕВНА, д.м.н.д., проф.
НИКИФОРОВ ВЛАДИМИР ВАСИЛЬЕВИЧ, к.т.н.
ОЛЫШЕВСКИЙ АЛЕКСАНДР НИКОЛАЕВИЧ, к.т.н.
ПОЖИДАЕВ ЕВГЕНИЙ ДМИТРИЕВИЧ, д.т.н., проф.
ПУТАЧЕВ СЕРГЕЙ ВАСИЛЬЕВИЧ
САРАФАНОВ АЛЬБЕРТ ВИКТОРОВИЧ, д.т.н., проф.
САРЫЛОВ ВЛАДИМИР НИКОЛАЕВИЧ
САХАРОВ КОНСТАНТИН ЮРЬЕВИЧ, к.т.н., с.н.с.
СТЕПАНОВ ПАВЕЛ ВЛАДИМИРОВИЧ, д.т.н., проф.
СУХОРОЖОВ СЕРГЕЙ АРСЕНЬЕВИЧ, к.т.н., доцент
ТУХАС ВЯЧЕСЛАВ АНАТОЛЬЕВИЧ, д.т.н., проф.
ФОМБЕННИ ЭДУАРД НИКОЛАЕВИЧ, д.т.н., проф.
ЧЕРМОШЕНЦЕВ СЕРГЕЙ ФЕДОРОВИЧ, д.т.н., проф.

ИЗДАТЕЛЬ ЖУРНАЛА:

ООО «Издательский Дом «ТЕХНОЛОГИИ».

Издается при содействии кафедры РТУиС МИЭМ

Главный редактор СТАСЬ Константины Николаевны
Исполнительный директор
ЛЕОНТЬЕВА Анна Анатольевна

Адрес: 105005, Москва, Наб. академика Туполева, 15, стр. 29, оф. 117.

ООО «Издательский Дом «ТЕХНОЛОГИИ»

Редакция: тел./факс (495) 917-9090,

e-mail: kn1940@gmail.com

Статьи рецензируются. Статьи опубликованы в авторской редакции. Мнение членов редакционного совета может не совпадать с точкой зрения авторов публикаций. Переводческая деятельность допускается только с письменного разрешения редакции. Рукописи не возвращаются.

Журнал включен в перечень ведущих журналов и изданий Высшей аттестационной комиссии (ВАК).

Журнал включен в Реферативный журнал и Базы данных ВИННИ. Сведения о журнале ежегодно публикуются в международной справочной системе по периодическим и продолжающимся изданиям «Ulrich's Periodicals Directory».

Содержание

Гизатуллин З.М., Чермошеницев С.Ф. Моделирование электромагнитных помех в межсоединенных печатных плат электронных средств при внешних импульсных электромагнитных воздействиях	3
Степанов В.П., Кротков Е.А., Гудков А.В., Малахов В.С. Оценка ЭМС систем электропитания и электрооборудования буровых установок по уровню высших гармоник	13
Салтыков В.М., Сайдова Н.В., Копичникова И.В. Условия обеспечения ЭМС по магнитным полям промышленной частоты	18
Прилуцкий А.В., Мельников А.В. Определение степени устойчивости технических систем при провалах напряжения в питающей системе электропитания	23
Глухов О.А., Фоминич Э.Н., Кильдияров А.В., Малинин В.Д., Глухов Д.О., Назаров С.Е. Анализ эффективности централизованной системы селективного контроля состояния изоляции 6–10 кВ в сетях с изолированной нейтралью	27
Хромов В.В., Борисов А.А., Исаков А.В., Грамов О.И. Устройства защиты от импульсных перенапряжений для технических средств антенно-фидерных систем	38
Фоминич Э.Н., Сурма А.М., Исаков А.В., Борисов А.А., Кабанов П.Н., Назаров С.Е. Защита систем электропитания от мощных электромагнитных импульсов искусственного происхождения	40
Гряник В.Н. ЭМС радиоэлектронных средств при дефиците рабочих частот электромагнитного спектра	48
Гряник В.Н. Концепция ценности дефицитного ресурса радиочастотного спектра	55
Гряник В.Н. Метод дивергентной экспресс-диагностики электромагнитной обстановки в интересах обеспечения ЭМС	59
Мартыанов П.С. Синтез фильтров на элементарных звеньях аналоговой микроэлектроники	62
Конструирование РЭМ с учетом ЭМС	
Кечиев Л.Н. Помехи в шине питания на печатных платах цифровых устройств и их устранение	70

Постоянная рубрика

Конструирование электронной аппаратуры с учетом ЭМС

УДК 621.3.038

Л.Н. Кечиев

Помехи в шине питания на печатных платах цифровых устройств и их устранение

Рассматриваются основные принципы минимизации помех в шинах питания печатных плат цифровых устройств. Появляются физические процессы образования и подавления помех, даются рекомендации по выбору и установке развязывающих конденсаторов, а также по рациональному конструированию печатных плат и расположению на них этих конденсаторов.

помеха, шина питания, цифровая аппаратура, печатная плата

Введение

Проблема возникновения помех в шинах питания цифровых устройств на печатных платах известна достаточно хорошо [1–4]. Она возникла практически одновременно с широким применением цифровых микросхем на заре микросхемотехники [1]. Устранение помех в шинах питания необходимо для качественной работы цифровых узлов, но ее успешное решение возможно только при тесном взаимодействии разработчиков принципиальных схем и конструкторов печатных плат. К сожалению, в подавляющем большинстве случаев такого взаимодействия не наблюдается по разным причинам. Во-первых, сказывается различия в базовой подготовке, при которых специалисты этих различных направлений не могут найти общего технического языка для обсуждения проблемы. Во-вторых, исторически сложилось так, что само взаимодействие не входит в традиции проектировщиков электронной аппаратуры. Всегда имелось определенное размежевание между схемотехниками и конструкторами. В-третьих, отсутствие сведений о соответствующих процессах и методах проектирования, доступных для широкого круга инженеров, которые не только дают углубленное физико-математическое описание происходящих процессов, но и содержат обоснованные практические рекомендации. Данная статья, продолжая цикл статей ориентированных на конструкторов электронной аппаратуры, рассматривает основные аспекты помехообразования в шинах питания цифровых узлов на печатных платах и дает некоторые базовые рекомендации по их устранению. Более детальные сведения в дальнейшем можно почерпнуть из источников, которые приведены в списке литературы.

Особенности систем питания цифровых микросхем

Подключение вентиля к шине питания

При работе цифрового узла происходит изменение тока потребления за достаточно короткое время, соизмеримое с длительностью фронта сигнала. При этом скорость изменения тока в шине питания становится весьма значительной, что вызывает падение напряжения на индуктивности шины. Это может привести к заметным нарушениям работоспособности цифровых узлов. Для устранения помех подобного типа применяются различные методы конструкторского и схемотехнического характера. К конструкторским методам можно отнести

различные приемы снижения индуктивности шины питания и повышения ее емкости. К схемотехническим методам относится, в первую очередь, установка развязывающих конденсаторов. Однако эффективность работы этих конденсаторов во многом определяется способом их монтажа и размещением на плате.

Существует две стратегии применения развязывающих конденсаторов, которые приводят к различным результатам. Первая предполагает, что развязывающий конденсатор есть малая батарея, а вторая – что конденсатор изменяет полное сопротивление шины питания для достижения некоторого определенного низкого уровня для распределенной системы питания. Это должно быть справедливо для всех высоких частот, которые присутствуют в спектре сигнала. В общем случае справедливы оба подхода, хотя между ними имеются определенные различия [2, 5].

Из всех семейств микросхем именно для ТТЛ схем особенности функционирования системы питания проявляются наиболее полно [1]. Определяющим фактором в генерации помех по шинам питания является работа наиболее мощного выходного каскада, который построен по схеме составного инвертора. Он содержит два ключа, которые поочередно подключают выход драйвера к шине питания или к шине опорного напряжения (заземления). В первом случае на выходе микросхемы имеет место высокий уровень напряжения, а во втором – низкий.

Для более детального уяснения особенностей работы системы питания цифровых микросхем рассмотрим простейший ТТЛ-вентиль, выполняющий операцию инвертирования НЕ. Ток, потребляемый вентиляем, в состоянии логической единицы не равен току, который потребляет вентиль в состоянии логического нуля. Поэтому за время переключения, которое приблизительно равно длительности фронта t_r , в шине питания произойдет изменение тока со скоростью $\Delta I/t_r$. Но, как только ток в проводнике начнет изменяться, в контуре тока происходит падение напряжения, пропорциональное самоиндукции контура, в данном случае контура шины питания:

$$V_{SB} = I_{SB} \frac{\Delta I}{t_r}, \quad (1)$$

где L_{SB} – индуктивность контура протекания токов потребления, ΔI – модуль разность токов потребления в статических состояниях, t_r – фронт сигнала.

В первом приближении разность токов потребления определяется через данные спецификации на вентиль:

$$\Delta I = |I_{SB}^0 - I_{SB}^1|, \quad (2)$$

где I_{SB}^0 , I_{SB}^1 – соответственно ток потребления в состоянии логического 0 и в состоянии логической 1 (известны из спецификации).

Упрощенная схема подключения вентиля к шине питания показана на рис. 1.

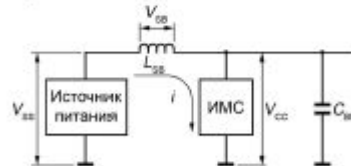


Рис. 1. Эквивалентная упрощенная схема подключения вентиля с учётом индуктивности шины питания

Видно, что напряжение на вентиле будет определяться при наличии падения напряжения на индуктивности шины питания выражением

$$V_{CC} = V_{SS} - V_{SB}, \quad (3)$$

где V_{CC} – напряжение питания на соответствующем выводе корпуса вентиля, V_{SB} – напряжение питания источника питания, V_{SB} – падение напряжения на шине питания (1).

Падение напряжение на индуктивности L_{SB} шины питания происходит только во время изменения тока потребления в процессе переключения вентиля, и значение индуктивности будет определяться её конструкторскими параметрами: формой сечения, расстоянием от плоскости опорного напряжения, материалами. Под «шиной питания» понимается совокупность проводников питания и заземления, образующих контур тока. Оценить индуктивность в односторонних и двухсторонних платах можно будет только после компоновки узла и трассировки, но в любом случае в этих платах не удастся достигнуть минимального полного сопротивления шины питания необходимого для работы быстродействующих систем. Это можно обеспечить только в МПП, когда для слоев питания и возвратных токов (заземления) отводятся отдельные слои, расположенные на минимальном расстоянии друг от друга.

Скорость изменения тока в шине питания при переключении вентиля определяется перепадом тока и временем переключения. Как показано выше, перепад тока вычисляется как разность тока потребления в состояниях логической 1 и логического 0. Однако из-за особенностей работы выходных каскадов вентилях это может привести к значительным погрешностям, поскольку реальный перепад тока будет во много раз больше, и он определяется режимом сквозных токов [1, 2]. Это явление часто остается скрытым от разработчика, что приводит к существенным погрешностям при проектировании быстродействующих цифровых узлов.

Сквозные токи выходных каскадов вентилях

Для уяснения причин образования сквозных токов рассмотрим работу выходного каскада TTL-вентиля в различных стадиях переключения более детально (рис. 2).

В статических режимах, как отмечалось, потребляемый ток соответствует спецификации вентиля. Сложней дело обстоит на стадии переключения (рис. 2,в), когда оба ключа в определенный момент оказываются в проводящем состоянии. Это объясняется невозможностью быстрого выхода транзисторных ключей из режима насыщения, который типичен для TTL-схем. В ЭСЛ-схемах транзисторы работают в линейных режимах, что определяет меньшую инерционность ключевых элементов.

В интервале времени, когда оба ключевых элемента ТК1 и ТК2 находятся в проводящем состоянии от шины питания к опорной плоскости протекают сквозные токи, значение которых могут на порядок и более превосходить токи потребления в статических режимах. Таким образом, более точное значение перепада тока ΔI в выражении (1) определяется сквозными токами, типичными для конкретной серии микросхем. К сожалению, этот параметр не всегда указан в документации на микросхемы, что требует проведения экспериментальных исследований или тонких моделей выходных каскадов для расчета значений этих токов. Перепад сквозного тока принято обозначать ΔI и помехи, вызванные им, часто определяются как «помехи типа дельта I». Ситуация усугубляется при одновременном синхронном переключении вентилях на плате. При этом суммарный сквозной ток увеличивается пропорционально числу переключаемых вентилях, что способствует возникновению синхронных коммутационных помех в шине питания и заземления.

Значительное падение напряжение на шине питания может привести к тому, что напряжение на вентилях будет меньше допустимого, что приведет к нарушению работы цифрового узла. Для пояснения этого рассмотрим изменение токов потребления I_{SB} и напряжения питания V_{CC} вентиля (рис. 3).

Работоспособность микросхемы гарантируется только в том случае, когда её напряжение питания не выходит за поле допуска. Во время протекания по шине питания сквозных токов падение напряжение на её индуктивности определяется выражением (1), которое для расчетов имеет вид

$$V_{SB} = L_{SB} \frac{\Delta I}{t_r}, \text{ мВ}, \quad (4)$$

где: $L_{\text{св}}$ – индуктивность шины питания, нГн, ΔI – перепад сквозного тока, мА, t_f – фронт сигнала, нс.

Падение напряжения $V_{\text{св}}$ может оказаться столь велико, что напряжение питания $V_{\text{св}}$ микросхемы выйдет за поле допуска на интервале времени Δt (рис. 3), на котором снижается помехозащищенность микросхемы и её работоспособность не гарантируется. В этом случае требуется скорректировать технические решения при проектировании платы таким образом, чтобы глубина провала напряжения на выводах питания микросхемы не выходила за пределы допуска.

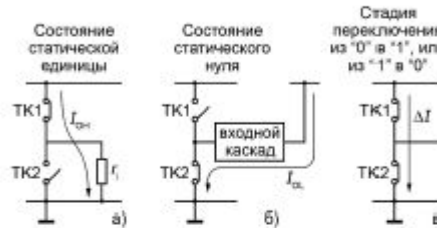


Рис. 2. Токи выходных каскадов ТТЛ-сгем в различные стадии переключения

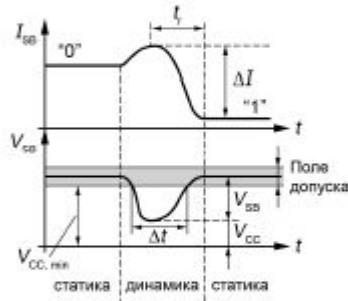


Рис. 3. Диаграмма работы шины питания

Подскок напряжения заземления

При повышении быстродействия микросхем возникает еще одно явление, которое особенно сильно проявляется при использовании микросхем с большими размерами корпусов (например, с BGA выводами). Для них характерна большая (несколько десятков миллиметров) протяженность тонких проводников, соединяющих кристалл с периферийными выводами. В этом случае будет велика индуктивность не только проводников питания, но и проводников заземления внутри корпуса.

При работе выходного каскада ТТЛ-вентилей ток протекает по контуру, содержащему распределенные индуктивности цепи заземления. Падение напряжения в цепи заземления при изменении тока в ней определяется соотношением

$$V_{\text{GND}} = I_{\text{св}} \frac{\Delta I}{t_f}, \quad (5)$$

где L_{GND} – индуктивность контура на участке протекания токов заземления, ΔI – сквозной ток, t_f – фронт сигнала.

В рассматриваемом примере выходной сигнал вентилей при переключении из 1 в 0 теперь есть сумма напряжения логического перепада и напряжения, которое генерируется на индуктивности, включенной между цепью опорного уровня внутри микросхемы и печатного

узла. Если этот суммарный сигнал достаточно велик, то он может быть воспринят последующим вентиляем как логическая 1, что приведет к сбою в работе узла. Это явление называется *подскоком напряжения заземления*. На Рис. 4 иллюстрируется эффект подскока напряжения заземления. На выход драйвера поступает сумма напряжений с выходного каскада и напряжения, которое развивается на индуктивности системы заземления. Это добавочное напряжение, которое развивается только во время переключения, есть подскок напряжения заземления. Видно, что в этом случае результирующий сигнал достигает порога срабатывания с некоторым запаздыванием относительно неискаженного сигнала, что приводит к дополнительной системной задержке в работу цифрового узла.



Рис. 4. Эффект подскока напряжения заземления на функционирование цифрового узла

На графике горизонтальная линия показывает нижний пороговый уровень. Действие подскока напряжения заземления может быть интерпретировано одним (или обоими) вариантами:

1. Для некоторой точки во времени сигнал оказывается большим по амплитуде на уровень подскока напряжения заземления.
2. Эффективное время распространения сигнала снижается, поскольку порог достигается позже номинального времени, т.е. увеличивается системная задержка.

При значительном числе одновременно переключающихся микросхем эффект подскока напряжения заземления усиливается, поскольку растут токи переключения.

Внешние компоненты, нагружающие выходы микросхемы, имеют емкостные нагрузки $C1-Cn$. Емкостная нагрузка определяет её заряд согласно равенству

$$Q = \frac{V}{C}$$

Необходимый заряд увеличивается, если увеличивается напряжение или уменьшается емкость. Окружение микросхемы и путь возвратного тока имеют некоторую индуктивность. Увеличенный заряд многих емкостей, подключенных к линии передачи, вызывает значительный ток разряда при переключении из 1 в 0 и, соответственно, увеличенный уровень подскока напряжения заземления. Хотя бросок тока весьма короткий по времени, но его амплитуда достаточно велика и может вызвать переключение других микросхем на плате.

Для минимизации индуктивности не следует применять коммутационные панели для установки микросхем на плату. При установке панели напряжение подскока может возрасти на 100 % [6]. По сравнению с индуктивностью панели индуктивность трасс существенно меньше, а при рациональном конструировании МПП ею можно пренебречь.

Методы предотвращения помех по шине питания и заземления

При проектировании цифровых узлов методом предотвращения помех в шинах питания и заземления следует уделять серьезное внимание. Существующие методы можно разделить на две основные группы: во-первых, конструкторский метод снижения полного сопротивления шины питания, во-вторых, схемно-конструкторский метод снижения отрицательного действия сквозных токов, провала напряжения питания и подскока напряжения заземле-

ния. Каждая группа методов реализуется различными способами. Кроме того, нельзя забывать одно из основных правил проектирования цифровых узлов – быстроедействие микросхем должно быть минимально необходимым для выполнения заданных функций. Это приведет к уменьшению крутизны фронта сигнала и, следовательно, скорости изменения тока в шине питания, что положительно скажется на работоспособности цифрового узла.

Метод, основанный на уменьшении полного сопротивления шины питания, реализуется на этапе конструкторского проектирования печатной платы. Для этого могут быть применены следующие способы:

- уменьшение собственной частичной индуктивности проводников питания и заземления посредством увеличения площади их сечения,
- изменение формы сечения проводников шины питания на более плоскую,
- сокращение длины шины питания,
- увеличение ёмкости проводников питания относительно плоскости возвратных токов (заземления) за счет увеличения их площади.

Следует помнить, что для однородной линии передачи произведение LC удельных параметров величина постоянная. Это справедливо так же для шины питания, как совокупности проводников питания и опорного напряжения. Поэтому увеличение ёмкости проводников питания относительно проводников опорного напряжения соответствует снижению индуктивности шины питания.

Снижение собственной частичной индуктивности проводников может быть достигнуто с учётом следующих особенностей [2, 7]. При равных площадях сечения плоский проводник имеет меньшую индуктивность.

Для снижения индуктивности шины питания в печатных платах и других конструкциях должны выполняться в виде совместного расположения проводников питания и возвратных токов, разнесённых на минимальное расстояние. Поскольку в этом случае направление токов в проводниках противоположное, то и электромагнитные поля вокруг них так же имеют противоположные направления. Происходит частичная компенсация этих полей, и чем ближе сигнальная линия к возвратной, тем полнее компенсация и меньше суммарная индуктивность. В МПП имеются наиболее широкие возможности по снижению индуктивности шины питания, поскольку, как показано выше при обсуждении структуры МПП, для подвода питания и для возвратных токов отводятся отдельные слои, имеющие максимальные размеры для разрабатываемой платы. При этом, чем ближе слой питания к слою возвратных токов (заземления), тем больше ёмкость образованного планарного конденсатора. Роль этого конденсатора в работе системы питания рассмотрена ниже. Как правило, планарный конденсатор только частично способен снизить полное сопротивление шины питания. Для высокоскоростных приложений требуется установка дополнительных развязывающих конденсаторов. По технической реализации этот способ полностью совпадает с приемами, относящимися ко второму методу.

Второй метод реализуется на этапе схемотехнического проектирования введением дополнительных ёмкостей в шину питания путем установки развязывающих конденсаторов, место и способ установки которых определяются на этапе конструирования платы. Это весьма действенный метод снижения помех по шинам питания и обеспечения целостности сигнала и требований ЭМС, но его эффективность в очень большой мере зависит от топологии печатного монтажа, типа, способа и места установки конденсатора. Эти вопросы требуют детального рассмотрения.

Развязывающие конденсаторы в электронных модулях

Контуры токов в цепочке веншилей

Рассмотрим ситуацию, которая представлена на рис. 5. Две логических схемы соединены последовательно и питаются от одного источника питания V_{CC} . Как отмечалось, проводники питания и заземления имеют некоторую индуктивность, которые включены между источником питания и опорной плоскостью и соответствующими выводами микросхем. Эти

индуктивности определяются конструкцией топологических элементов печатной платы: потенциальными слоями, контактными площадками, металлизированными отверстиями и переходами между контактными площадками, конструкцией выводов микросхем и т.п. Следует помнить, что ток всегда течет в замкнутом контуре, проходя по всем компонентам, которые встречаются в этом контуре.

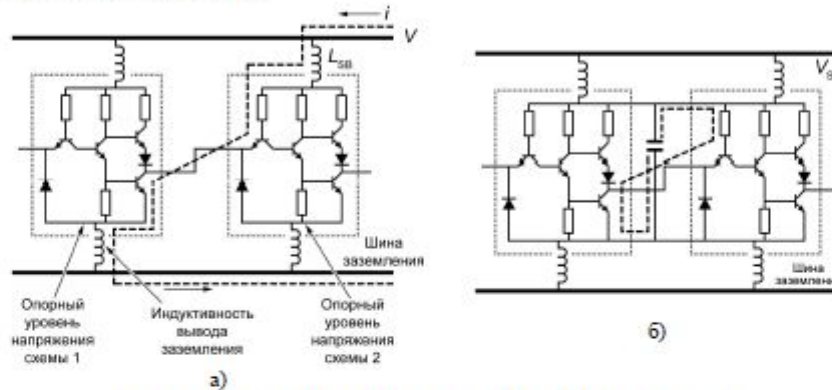


Рис. 5. Фрагмент пути тока при логическом 0 на выводе микросхемы без развязывающего конденсатора (а) и с конденсатором (б)

Для устранения отрицательного действия индуктивностей около микросхемы устанавливается *развязывающий конденсатор* (рис. 5,б), соединяя проводник питания и заземления. В этом случае импульсный ток в процессе переключения микросхем преимущественно протекает через конденсатор, а не через индуктивности проводников, соединяющих микросхему с источником питания. Кроме этого существенно сокращается площадь контура тока и, следовательно, снижается уровень помехоэмиссии.

Выбор типов развязывающих конденсаторов

Несмотря на принципиальную простоту варианта с установкой развязывающих конденсаторов, остаются вопросы, которые необходимо решить при проектировании печатного узла: какова емкость конденсатора? Можно ли использовать более одного конденсатора? Где располагать конденсаторы? Как соединять их с печатным монтажом?

Некоторые ответы на эти вопросы можно найти на рис. 6. Из приведенных кривых видно, что заряд, поддерживаемый штатным источником питания микросхем, не может обеспечить необходимую длительность перепада напряжения. Установка развязывающего конденсатора большой емкости позволяет улучшить ситуацию. Временной отрезок, на котором поддерживается высокий уровень заряда, относительно всех остальных вариантов развязки максимальный, но за счет своих габаритов и паразитных индуктивных параметров этот конденсатор обладает худшими свойствами по поддержанию крутого фронта сигнала. Конденсатор меньшей емкости обладает большим быстродействием, но его заряда не хватает на длительное поддержание тока. Планарный конденсатор, образованный плоскостями питания и заземления в структуре МПП, обладает относительно небольшой емкостью, но минимальными паразитными индуктивными параметрами, что позволяет ему практически отслеживать фронт сигнала, но, к сожалению, весьма короткий интервал времени. По мере создания новых материалов с высокой диэлектрической проницаемостью и малой толщиной удается увеличивать емкость планарного межслойного конденсатора и его эффективность возрастает. Планарные конденсаторы обладают высоким быстродействием и малой индуктивностью; они имеют ряд особенностей:

- заряд распределен по плоскостям и не локализован,

- при больших габаритах планарного конденсатора, его эффективность будет определяться только зоной, ограниченной дистанцией, которую проходит сигнал в диэлектрике конденсатора за время фронта [8]; например, если задержка распространения сигнала в материале FR4 составляет примерно 1 нс на 150 мкм, то при фронте 1 нс зона эффективного заряда будет не более 150 мкм.



Рис. 6. Иллюстрация влияния различных типов развязывающих конденсаторов при переключении вентили

В общем случае, чем ближе кривая заряда конденсатора к форме переходного процесса, тем предпочтительней этот конденсатор.

На форму кривой заряда основное отрицательное воздействие оказывает индуктивность корпуса конденсатора и индуктивность его выводов. Чем меньше суммарная индуктивность конденсатора, тем предпочтительней он для использования в качестве развязывающего. Кроме этого, при размещении конденсатора на плате на удалении от микросхемы начинает сказываться время задержки распространения в соединительных печатных проводниках и их индуктивность. Более жесткие ограничения вызываются индуктивными параметрами конденсаторов и соединительных проводников.

Исходя из рассмотренных выше соображений, напрашивается комплексное решение. Например, можно установить конденсатор достаточно большой емкости (например, 0,1 мкФ) для накопления значительного заряда и конденсатор малой емкости (например, 0,01 или 0,001 мкФ) для быстрого заряда и разряда. Одновременно при высоком быстродействии потребуются использовать планарный конденсатор. Например, для кремниевых кристаллов требуется применение конденсаторов с малым последовательным сопротивлением (ESR-конденсаторов), монтируемых на поверхность платы от 0,01 мкФ до 0,1 мкФ, устанавливаемых параллельно. Дополнительный конденсатор 0,001 мкФ параллельный этим конденсаторам позволяет отфильтровать высокочастотные помехи (более 100 МГц).

Полное сопротивление развязывающего конденсатора

Полное сопротивление z идеального конденсатора дается выражением:

$$z = 1 / \omega C = 1 / 2\pi f C, \text{ Ом.} \quad (6)$$

где: f — частота, Гц, C — емкость конденсатора, Ф.

Это соотношение представлено на графике зависимости полного сопротивления от частоты в виде (в логарифмическом масштабе), отмеченной точками на рис. 7. Прямая линия показывает, что для идеального конденсатора обеспечивается очень большое полное сопротивление на низких частотах и очень малое на высоких частотах.

Однако в реальном конденсаторе присутствует некоторая индуктивность, которая определяется конструкцией корпуса и выводов конденсатора, а также способом его установки на плату. Поверхностно-монтируемые компоненты имеют минимальную индуктивность от 5

до 10 нГн, а остальные типы навесных конденсаторов имеют большие значения индуктивности. Поэтому реальный конденсатор может быть заменен схемой в виде последовательно соединенных идеальных компонентов – емкости и индуктивности.

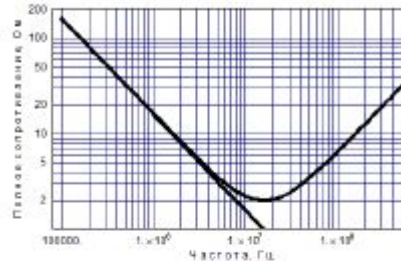


Рис. 7. Частотная характеристика полного сопротивления идеального и реального развязывающего конденсатора

Полное сопротивление реального конденсатора определяется суммой комплексных сопротивлений индуктивности ($j\omega L$) и емкости ($1/j\omega C = -j/\omega C$) (их активные составляющие комплексного сопротивления равны нулю):

$$z = |z_L + z_C|. \quad (7)$$

Эта функция представлена сплошной кривой на рис. 7. Следует отметить, что на низких частотах она совпадает с характеристикой идеального конденсатора, а после минимума происходит резкий рост полного сопротивления из-за влияния индуктивности. Минимум достигается на частоте саморезонанса:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \text{ Гц}, \quad (8)$$

где L – индуктивность конденсатора, Гн, C – емкость конденсатора, Ф.

Эта частота собственного резонанса конденсатора. На этой частоте полное сопротивление конденсатора теоретически равно 0, а при наличии потерь оно очень близко к 0. Например, частота собственного резонанса для конденсатора с параметрами $C = 0,01$ мкФ и $L = 10$ нГн составляет 16 МГц.

После резонанса (зарезонансная область) полное сопротивление конденсатора растет и имеет индуктивный характер (формально фаза сдвигается положительно в зарезонансной области). В зарезонансной области конденсатор может быть использован, пока его полное сопротивление все еще остается малым, и индуктивный характер не проявляется в полной мере.

Выбор числа конденсаторов

Сколько развязывающих конденсаторов действительно необходимо? Можно приблизительно оценить необходимую суммарную емкость конденсаторов, полагая, что они обеспечивают питание микросхемы зарядом в течение некоторого периода времени Δt . За это время напряжение на конденсаторе будет понижаться на ΔV , т.к. его заряд изменится на ΔQ , который протекает через микросхему:

$$\Delta V = \Delta Q / C, \quad (9)$$

где C – емкость конденсатора.

Каков ток I , проходящий через микросхему? Очевидно, это зависит от спецификации микросхемы, и будет меняться в зависимости от сигнала проходящего через нее. Можно приблизительно оценить предполагаемую мощность P потребления микросхемы, которая зависит от напряжения V и среднего тока, проходящего через неё. Учитывая среднюю мощность потребления, значение среднего тока потребления микросхемы будет равно:

$$I = P / V. \quad (10)$$

Этот ток должен поддерживаться разрядом некоторого конденсатора емкостью C за время Δt . Если известен допуск δ на уровень напряжения питания, например, 5% (0,05) от номинального значения, то можно [2] определить значение необходимой емкости развязывающих конденсаторов:

$$C = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{P \cdot \Delta t}{V^2}, \text{ Ф}, \quad (11)$$

где: Δt – время, за которое происходит разряд конденсатора, с, δ – допуск на напряжение питания, C – емкость блокирующего конденсатора, Ф, V – напряжение питания, В, P – мощность рассеивания микросхемы, Вт.

Если, например, конденсатор должен среагировать на изменение напряжения быстрее, чем за 10 нс, то емкость конденсаторов должна быть, по крайней мере, $2 \times 10 \text{ нс} = 20 \text{ нФ}$. В противном случае провал напряжения питания превысит 5%. В реальной ситуации следует вместо одного конденсатора использовать набор конденсаторов, имеющих суммарную необходимую емкость, но отличающихся своими параметрами (конструктивными или электрическими). Это объясняется следующим.

В реальных конденсаторах есть контур, сформированный связью между выводами конденсатора и выводами микросхемы. Эта индуктивность контура, находящаяся в последовательном соединении с идеальной емкостью, заставляет полное сопротивление реального конденсатора увеличиваться с ростом частоты, что видно из графика (рис. 8) полного сопротивления развязывающего конденсатора 0603. Если необходимо уменьшить полное сопротивление развязывающих конденсаторов в более высоком диапазоне частоты, следует уменьшить индуктивность ассоциированных с ними контуров, а не увеличивать емкость.

Ключевой особенностью развязывающих конденсаторов, является то, что на высокой частоте полное сопротивление связано исключительно с индуктивностью контура, которую можно назвать последовательной эквивалентной индуктивностью. Снижение полного сопротивления развязывающего конденсатора на высокой частоте означает снижение индукции контура полного пути – от контактных площадок микросхемы до развязывающего конденсатора.

Измеренная индуктивность контура шести развязывающих конденсаторов типа 0603 с различными значениями емкости показана на рис. 9. Их полное сопротивление на низкой частоте радикально отличается, так как они имеют различный порядок значений емкости. Однако на высокой частоте их полное сопротивление одинаковое, потому что у них одна топология на тестируемой плате.

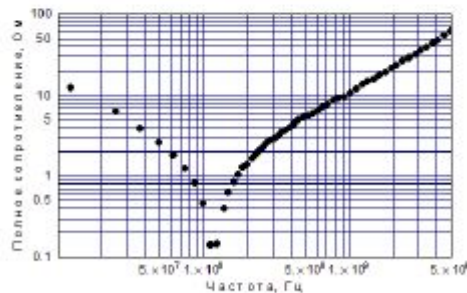


Рис. 8. Измеренное полное сопротивление развязывающего конденсатора 0603 емкостью 1 нФ

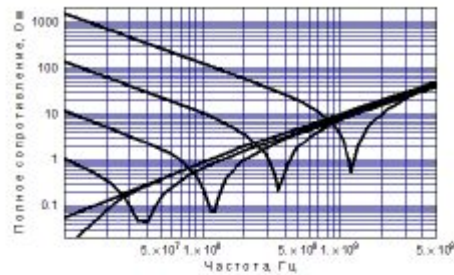


Рис. 9. Измеренная индукция контура шести различных конденсаторов типа 0603 с емкостью, варьируемой от 10 пФ до 1 мкФ, но с одинаковой топологией

Наилучшие пути снижения индуктивности контура развязывающего конденсатора следующие:

- 1) поддерживать короткие межслойные отверстия путем установки шин питания и заземления близко к поверхности.
- 2) использовать конденсаторы малых размеров.
- 3) использовать очень короткие соединения между контактными площадками конденсатора и межслойными отверстиями к ниже находящимся слоям.
- 4) использовать параллельно несколько конденсаторов.

Если индукция контура взаимодействует с одним развязывающим конденсатором и их индуктивность составляет 2 нГн, с максимально разрешенной индуктивностью 0,1 нГн, тогда требуется как минимум 20 параллельных конденсаторов для получения эквивалентной требуемой индуктивности контура.

Для снижения индуктивности должна быть разработана топология соединения развязывающего конденсатора и микросхемы с учетом отмеченных выше рекомендаций.

Последовательное эквивалентное сопротивление (ESR)

Для снижения уровня передаточной функции при резонансе применяют конденсаторы с последовательным сопротивлением R . Эквивалентная схема подобного конденсатора содержит последовательно включенную емкость, индуктивность и сопротивление, которое называется «последовательное эквивалентное сопротивление» (ПЭС – ESR). Это сопротивление очень мало и обычно не учитывается в эквивалентных схемах, также как и сопротивление параллельное емкости, которое моделирует токи утечки.

ПЭС играет важную роль в применении развязывающих конденсаторов. Пиковое значение передаточной функции при резонансе обратно пропорционально значению ПЭС. Отмеченный выше эффект достаточно очевиден. Менее очевидно влияние ПЭС на поведение общего полного сопротивления распределенной системы питания, когда значительное число конденсаторов включены параллельно. В этом случае при анализе следует учитывать следующие моменты:

- 1) при использовании двух конденсаторов с близкими частотами собственных последовательных резонансов, собственный резонанс системы из этих конденсаторов будет лежать между резонансными частотами отдельных конденсаторов.
- 2) минимальное значение функции полного сопротивления меньше, чем ПЭС, и это значение уменьшается по мере сближения частот саморезонанса конденсаторов.
- 3) с позиций полного сопротивления системы небольшое значение ПЭС лучше, чем низкое значение.

Низкое значение ПЭС требует большего числа конденсаторов для достижения сглаженного отклика. Небольшое увеличение ПЭС приводит к сглаживанию кривой отклика с более управляемым антирезонансным пиком.

Сложные случаи с несколькими конденсаторами ESR могут быть проанализированы только с применением ЭВМ. На рис. 10 показана расчетная кривая зависимости полного сопротивления от частоты для наборов из 100, 150 и 200 конденсаторов с ПЭС 0,01 Ом [9]. Видно, что в этом случае сформирована относительно плоская часть характеристики в диапазоне частот от 1 до 1000 МГц. При увеличении числа конденсаторов значение полного сопротивления на плато снижается. При одном и том же числе конденсаторов дальнейшее снижение значения ПЭС приведет к некоторому снижению значения полного сопротивления на плато, но при этом появятся небольшие резонансные пики. Поэтому значение ПЭС должно быть обосновано.

Проблема выбора типа и количества конденсаторов в большей мере относится к системно- и схемотехническим этапам проектирования печатных узлов. Но её понимание необходимо конструктору, с целью обоснования решений при трассировке платы.

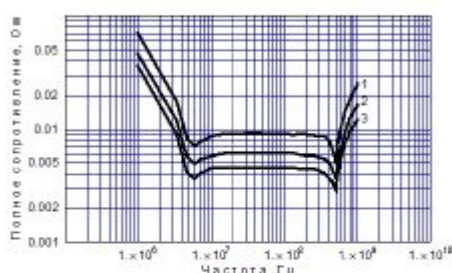


Рис. 10. Расчетная кривая зависимости полного сопротивления набора конденсаторов от частоты и количества конденсаторов:

1 – 100 конденсаторов, 2 – 150 конденсаторов, 3 – 200 конденсаторов

Можно спроектировать систему питания с заданной формой кривой полного сопротивления на всех частотах с малым числом конденсаторов. Для этого необходимо следовать следующим основным рекомендациям:

- необходимо внимательно выбирать тип конденсаторов, принимая во внимание значение емкости и частоту саморезонанса,
- применять планарные конденсаторы, образованные потенциальными слоями МПП, является настоятельной необходимостью,
- предпочтительней применять широкий диапазон значений емкостей конденсаторов и частот саморезонанса (определенных с учетом индуктивности конденсатора и его монтажа), чем применение конденсаторов с одинаковыми емкостями,
- относительно небольшое значение ПЭС лучше, чем малое,
- расположение конденсатора не особенно важно, если выполнены требования по минимизации индуктивности, за исключением случаев, когда быстродействие требует располагать конденсаторы с учетом скорости распространения сигнала (примерно 150 мм/нс).

Для уменьшения низкочастотных помех (ниже 1 кГц), вызванных системой питания, на входе печатной платы следует установить помехоподавляющий фильтр, например в виде электролитического конденсатора емкостью от 10 до 100 мкФ [6]. Если на плате используется стабилизатор напряжения, то конденсатор ставится непосредственно около его вывода, с которого снимается напряжение для питания компонентов. Это конденсатор не только снижает низкочастотные помехи, но и является источником экстремальных токов, потребляемых при коммутационных процессах.

Для повышения эффективности фильтрации следует использовать нерезонансные по-верхностно монтируемые ферритовые помехоподавляющие элементы. Они располагаются

последовательно с источником питания между ним и помехоподавляющими конденсаторами. Ферритовый элемент подавляет высокочастотные компоненты помех в цепи питания.

Размещение и подключение конденсаторов

Минимизация индуктивности развязывающего конденсатора и его присоединительных проводников является одним из важнейших требований. Исходя из этого, конденсатор должен устанавливаться на минимально возможном расстоянии от вывода питания и заземления микросхемы. Но где должны быть расположены два конденсатора? Ответ здесь единственный. Конденсатор малой емкости должен быть расположен на минимальном расстоянии от микросхемы, поскольку он обеспечивает быстрый заряд/разряд. При этом надо учитывать два основных момента:

- развязывающий конденсатор должен располагаться ближе к плоскости опорного напряжения;
- индуктивность топологических элементов, по которым протекает ток от конденсатора к выводу микросхемы, должна быть минимальная.

Проиллюстрируем эти положения типовыми примерами установки развязывающих конденсаторов. Например, следует использовать широкие, короткие проводники между металлизированным отверстием и контактной площадкой конденсатора; металлизированное отверстие должно быть рядом с контактной площадкой (рис. 11) [2, 6].

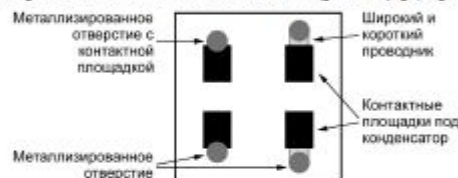


Рис. 11. Расположение контактных площадок конденсаторов и металлизированных отверстий

Проводники, проходящие от выводов питания к слою питания (или к развязывающему конденсатору) должны быть широкими насколько это возможно. Это уменьшает последовательную индуктивность проводников и поэтому уменьшает потери напряжения от источника питания до вывода питания и снижает уровень подскока напряжения заземления.

Способ подключения конденсатора должен обеспечить минимизацию помех, проникающих в плоскость опорного напряжения. Это может быть обеспечено минимизацией индуктивности пути протекания тока при переключении микросхемы. Следует учитывать, что металлизированное отверстие имеет большую удельную индуктивность, чем линия передачи. Можно рекомендовать следующие приемы для минимизации индуктивности при подключении конденсатора:

- выбирать конденсаторы с низкой собственной индуктивностью и индуктивностью выводов;
- использовать контактные площадки и металлизированные отверстия с минимальной индуктивностью;
- рассмотреть возможность применения планарного конденсатора в качестве малого быстрого конденсатора;
- располагать малый конденсатор ближе к плоскости опорного напряжения;
- отдавать предпочтение применению компонентов для монтажа на поверхность.

Обобщая рекомендации по монтажу развязывающих конденсаторов можно сформулировать следующие правила:

- для снижения индуктивности соединений их длина должна быть как можно меньше, а ширина – больше;

- следует уменьшать расстояние между плоскостью расположения сигнальных проводников и плоскостью опорного напряжения; это приводит к сокращению длины металлизированных отверстий и снижению площади контура протекания токов; напомним, что парциальная индуктивность металлизированного отверстия составляет приблизительно 1 нГн на 1 мм длины отверстий;
- если металлизированные отверстия несут противоположные по направлению токи (например, питание и заземление), то эти отверстия следует располагать на минимально возможном расстоянии друг от друга (желательно не более 1 мм); например, два металлизированных отверстия диаметром 0,5 мм, по которым протекают токи противоположного направления, имеют суммарную индуктивность 1,2 нГн при расстоянии между ними 5 мм, и только 0,53 нГн, при расстоянии между ними 1 мм [10];
- по возможности металлизированные отверстия следует располагать параллельно для протекания тока в одном направлении; снижение индуктивности будет больше, если эти отверстия расположить дальше друг от друга;
- увеличение диаметра металлизированного отверстия приводит к снижению его парциальной индуктивности; однако отверстия большого диаметра требуют увеличение диаметра кругового зазора в потенциальных слоях, что, как было показано выше, ухудшает параметры ЭМС и целостности сигнала цифрового узла.

Традиционные требования проектирования печатных плат требуют наличия термической защиты контактных площадок за счет наличия узкой перемычки между ними и проводниками. При этом предполагается, что условия групповой пайки будут лучше, поскольку перемычка препятствует отводу теплоты с контактной площадки. С позиций целостности сигнала подобная перемычка обладает повышенной индуктивностью и вносит неоднородность в параметры линии. Эта рекомендация может быть применима только для плат с установкой выводов компонентов в сквозные металлизированные отверстия, а для плат с микропереходами только при необходимости. При этом следует искать компромисс между требованиями целостности сигнала и ЭМС и технологичностью.

Список литературы

1. Скарлетт Дж. Транзисторно-транзисторные логические интегральные схемы и их применение // Пер. с англ. В.Л. Левина и Л.С. Ходоша, под ред. Б.И. Ермолаева. – М.: Мир, 1974. – 288 с.
2. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
3. Джонсон Г., Грэхем М. Конструирование высокоскоростных цифровых устройств: начальный курс черной магии. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 624 с.
4. Bogatin E. Signal Integrity – Simplified. Prentice – Hall PTR, 2003. – 608 p.
5. Hubing T.H., Drewniak J.L., Van Doren T.P., Hockanson D.M. Power Bus Decoupling on Multilayer Printed Circuit Boards. IEEE Trans. on EMC, 1995, v. 37, № 2, p. 155–166.
6. Kjar M. High Speed Layout Design Guidelines. – Freescale Semiconductor, AN2536, 2005. – 26 p.
7. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. – 488 с.
8. Fang J., Zhao J. Low-Impedance Power Delivery over Broad Frequencies. – Printed Circuit Design & Manufacture. – 2003. – № 9. – P. 26–28.
9. Brooks D. Signal Integrity Issues and Printed Circuit Board Design. – Prentice Hall PTR, 2003. – 432 p.
10. Armstrong K. Advanced PCB design and Layout for EMC. Part 4 – Reference Planes for 0 V and power. – EMC & Compliance Journal. – 2001. – P. 13 – 43.

Московский государственный институт электроники и математики (технический университет) (МИЭМ).

Статья поступила 15.09.2009.

L.N.Kechiev

Noises in the Bus Supply on PCB of Digital Devices and Their Elimination

Main principles of minimisation of noise in the printed-circuit boards of digital devices are considered. Physical processes of formation and suppression of noises are explained, recommendations about a choice and installation of bypass condensers, and also on rational designing of printed-circuit boards and an arrangement on them of these condensers are given.

noise, supply bus, electronic device, PCB

Moscow State Institute of Electronics and Mathematics (Technical University)

Серия «Библиотека ЭМС»	
	КЕЧИЕВ Л.Н. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ
	<p>В книге рассматривается полный комплекс вопросов проектирования печатных плат. Дается характеристика современной и перспективной элементной базы, рассматриваются электрофизические параметры печатных плат и линий передач в их составе. Большое внимание уделено методам анализа помех в цифровых узлах и обеспечению целостности сигнала (Signal Integrity) в них. Подробно рассмотрены важнейшие вопросы проектирование шин питания и заземления в составе плат. Детально представлен материал по проектированию дифференциальных пар, которые все шире применяются в печатных платах. Излучения от печатных плат и их восприимчивость к электромагнитным помехам рассмотрены в контексте электромагнитной совместимости, базовые сведения о которой необходимы каждому разработчику.</p> <p>В завершении рассматриваются некоторые аспекты САПР печатных плат, применение которых важно для создания высокоскоростных печатных узлов, а также влияние технологии на конечные показатели плат.</p> <p>Изложение материала ориентировано на инженерную аудиторию, сопровождается многочисленными практическими примерами и конкретными рекомендациями и правилами проектирования. Текст сопровождается большим числом иллюстраций, помогающих читателю глубже понять суть рассматриваемых вопросов.</p> <p>Книгу можно рассматривать как развернутый справочник по проектированию печатных плат. Она может быть полезна разработчикам печатных плат, студентам и аспирантам соответствующих специальностей, а также её можно рекомендовать в качестве учебного пособия в системе повышения квалификации и профессионального мастерства.</p> <p>616 стр., 2007 г. Тираж 2000 экз. ISBN 978-5-94833-024-2. Книгу можно приобрести в издательстве (тел. 8-885-134-4367) или заказать по Интернету: www.techizdat.ru</p>