

КОНЦЕПЦИИ ЦЕЛОСТНОСТИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ С ВЫСОКОСКОРОСТНЫМИ СИГНАЛАМИ. ЧАСТЬ 1

ФАДИ ДИК (FADI DEEK), Mentor

Современная электроника стоит на трех китах – высокой скорости обработки сигналов, миниатюризации и функциональности. Обеспечить требуемые характеристики можно только комплексным путем, оптимизировав схемотехнику и конструктивное решение, в т.ч. печатную плату. При высоких скоростях передачи данных в ней возбуждаются и низкочастотные, и высокочастотные паразитные резонансы. При высокой плотности монтажа сигнал теряет энергию из-за таких резонансов, что сводит на нет все преимущества схемотехнического решения. Предлагаемая статья, написанная на основе [1–4], посвящена вопросам целостности электропитания: в ней представлен анализ проблемы, результаты моделирования, а также предлагаются методы ее решения.

Анализ целостности питания (Power Integrity, PI) позволяет проверить, соблюдаются ли требуемые параметры напряжения и тока при их передаче от источника к нагрузке. Целостность питания в немалой степени определяет успех вывода на рынок новых электронных изделий. Вопросы целостности питания рассматриваются на уровне кристалла микросхемы, ее корпуса, модуля, а также платы и конечной системы. Мы же ограничимся только уровнем печатной платы.

Мы будем рассматривать характеристики сетей распределения электропитания (power distribution network, PDN), т.е. трактов передачи тока от источника питания (Voltage Regulator Module, VRM – модуль стабилизатора напряжения) к нагрузке в виде интегральной

микросхемы как активного устройства. Задача инженера-конструктора – создать сеть распределения питания с низким импедансом так, чтобы через нее в нагрузку подавался соответствующий ток, позволяя печатной плате функционировать должным образом. Однако без этого низкоимпедансного тракта по всей печатной плате может распространяться электромагнитная помеха (ЭМП), которая приводит к нарушению требований по электромагнитной совместимости (ЭМС), вызывая битовые ошибки, недопустимые пульсации напряжения, нарушение синхронизации и т.д. При этом ЭМП влияет не только на внутренние каскады непосредственно самого устройства, в котором она появилась, но и на связанное или находящееся рядом с ним оборудование. К решению этой проблемы

необходимо относиться со всей ответственностью, начиная с самых ранних этапов проектирования [5].

Сначала мы разберемся с тем, как контролируется импеданс в одном из основных компонентов PDN-сети – объемном резонаторе между токопроводящими слоями печатной платы, разделенными диэлектриком. Для этого мы рассмотрим профиль полного сопротивления Z (импеданса) резонатора в частотной области, а затем обсудим возникновение последовательных и параллельных резонансов.

ЧТО ТАКОЕ ОБЪЕМНЫЙ РЕЗОНАТОР?

Объемный резонатор (cavity) представляет собой комбинацию двух плоскостей на смежных слоях печатной

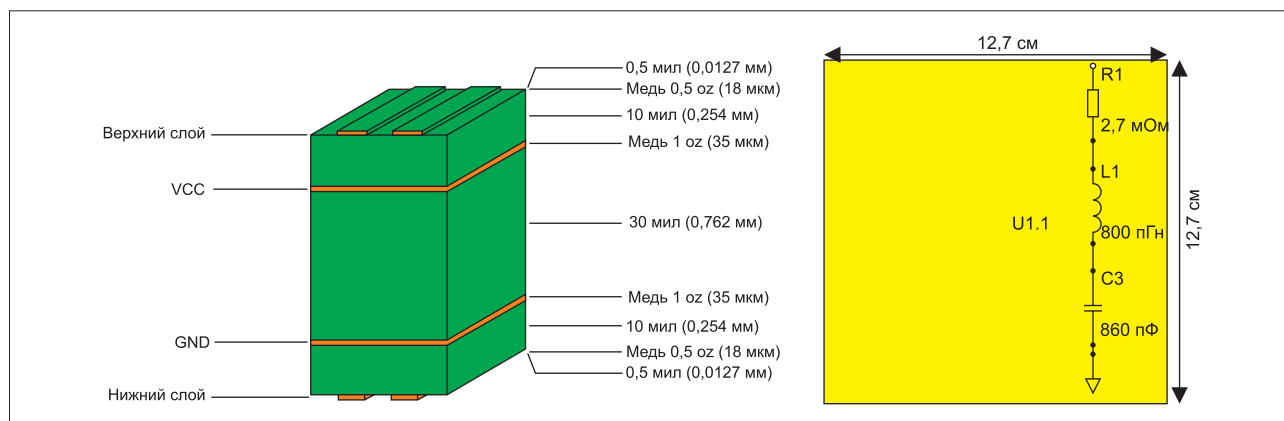


Рис. 1. Внутренняя структура печатной платы и ее эквивалентное представление как объемного резонатора относительно точки U1.1

платы. Эта комбинация может включать две плоскости заземления, две плоскости раздачи питания или по одной из них – плоскость раздачи питания и землю как общий провод для обратного тока. Определяющим фактором является наличие двух плоскостей на соседних слоях [1].

Наиболее важным электрическим свойством любой резонаторной полости является импеданс между плоскостями. Его зависимость от частоты дает информацию о свойствах плоскостей и их реакции на токи между плоскостями. На низкой частоте характер такого резонатора емкостной. На очень высокой частоте можно увидеть модальные резонансы, а в диапазоне выше частоты собственного резонанса хорошо заметен индуктивный характер импеданса.

На рисунке 1 показана четырехслойная печатная плата размером 12,7×12,7 см. Два внутренних слоя – плоскости питания VCC и общего провода GND, разделенные диэлектриком толщиной 30 мил (0,762 мм). Вывод питания микросхемы U1.1 находится в центре резонатора, соединенного со слоями VCC и GND. Назначение этого контакта состоит в том, чтобы измерять импеданс резонатора относительно позиции контакта.

Две металлические пластины с диэлектрическим материалом между ними составляют распределенный конденсатор. Предполагается, что импеданс резонатора будет емкостным на низкой частоте и индуктивным на более высокой частоте. Таким образом, импеданс объемного резонатора относительно точки U1.1 должен выглядеть как последовательная RLC-цепь (см. рис. 1).

ИМПЕДАНС РЕЗОНАТОРА

Сопrotивление в цепи RLC представляет потери в тракте тока. Поскольку волновой фронт токовой петли распространяется в полость в радиальном направлении, он «видит» индуктивность. Она считается распределенной, т.к. не сосредоточена в одном элементе, а находится на всем пути распространения тока. Импеданс последовательной цепи RLC, как видно из рисунка 1, должен иметь последовательный резонанс на частоте, рассчитанной по классической формуле:

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Частотную характеристику импеданса можно получить с помощью компьютерного моделирования (см. рис. 2). С этой целью используется программа HyperLynx PI из пакета компании Mentor Graphics [2].

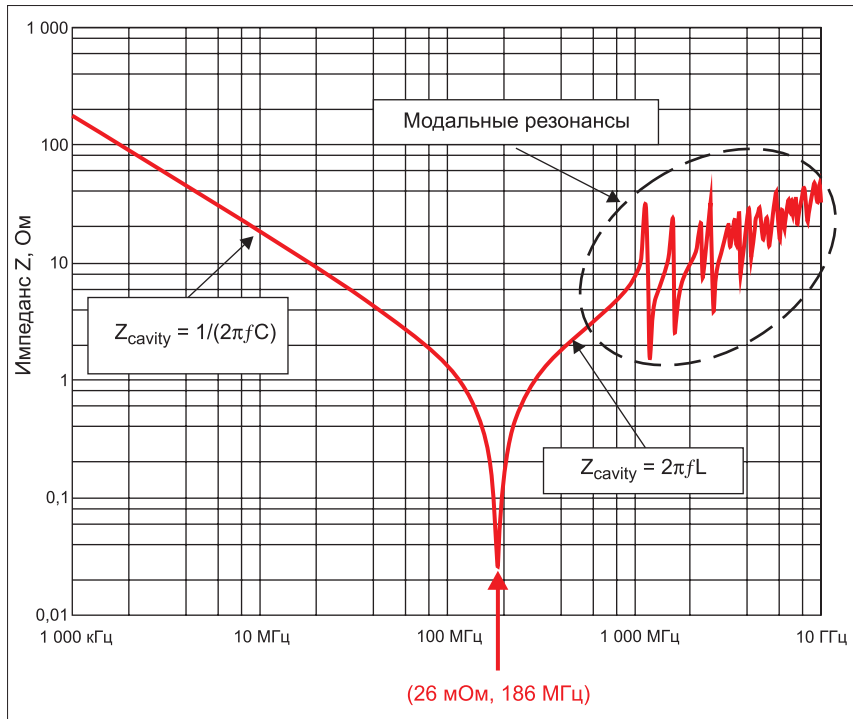


Рис. 2. Импеданс Z объемного резонатора печатной платы в отсутствие неоднородностей

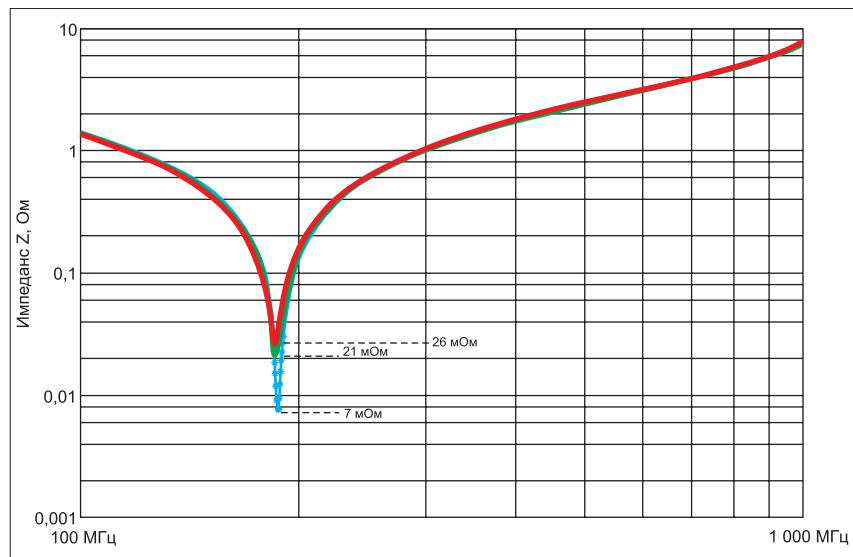


Рис. 3. Импеданс Z при последовательном резонансе. Омические потери выделены синим цветом, диэлектрические – зеленым, а общие потери – красным

Импеданс резонатора до частоты резонанса 186 МГц носит емкостной характер (уменьшается до минимума), а после этой точки начинает вести себя как индуктивность (увеличивается). Чтобы рассчитать емкость между пластинами резонатора, на графике выбирается точка в линейном диапазоне емкостной области.

Например, из графика видно, что при 10 МГц импеданс составляет 18,5 Ом. С помощью формулы для расчета полного сопротивления конденсатора определяем его емкость: 860 пФ. Так же рассчитывается и рассредоточенная индуктивность L с учетом значения импеданса на частоте 500 МГц: 0,8 нГн. Заметим, что при использовании для

расчета значений, полученных нами распределенных емкости C и индуктивности L, резонансная частота определяется как $f_{RES} = 190$ МГц, что весьма близко к результату моделирования.

На более высоких частотах (≥ 1 ГГц) становятся хорошо заметными пульсации импеданса. Они обусловлены возбуждением разных мод резонатора. Частоты, на которых возникают резонансы, определяются размерами и свойствами материала полого резонатора.

Низкий импеданс на частоте последовательного резонанса 186 МГц обусловлен потерями в резонаторе. Они являются суммой потерь проводимости и диэлектрических потерь. Величину потерь каждого типа можно узнать, отклю-

чив соответствующие эффекты в симуляторе и сравнил полученные результаты.

На рисунке 3 сравниваются три случая. Во-первых, было установлено очень малое значение тангенса угла потерь материала, чтобы он не оказывал влияние на результаты. Полученный синий график отражает результирующее влияние резистивных, или омических потерь, которые представляют собой омическое сопротивление параллельных пластин. Его значение составило 7 мОм. Далее было выбрано очень малое значение удельного сопротивления металла, чтобы оценить влияние диэлектрических потерь и тока утечки. Соответствующий график показан на рисунке 3 зеленым цветом: видно, что импеданс в этом случае равен 21 мОм. На третьем графике, как и ожидалось, диэлектрические потери намного превысили омические при меньших частотах. Сумма обеих потерь, отображенная красной кривой, равна 26 мОм.

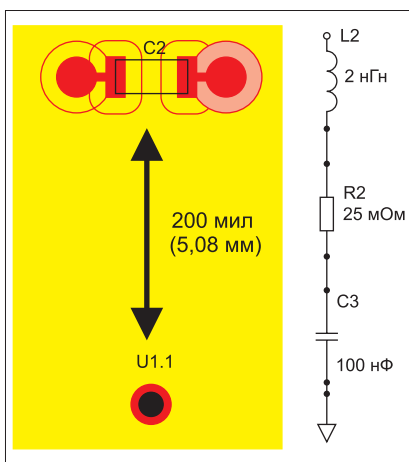


Рис. 4. Установка развязывающего конденсатора C2

Итак, мы показали, что профиль импеданса полого резонатора, образованного двумя плоскостями сети распределения питания, имеет характер неидеального конденсатора с резонансными модами на высоких частотах. Чтобы лучше понять, как компоненты PDN-сети влияют на профиль полного сопротивления печатной платы, воспользуемся результатами моделирования и выводами, представленными в [3].

СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ И РАЗВЯЗЫВАЮЩИЙ КОНДЕНСАТОР

Одним из способов уменьшить полное сопротивление резонатора состоит в добавлении развязывающих конденсаторов, которые связывают плоскость питания с заземляющей плоскостью, чтобы обеспечить низкоомный путь для обратных токов. Сначала установим конденсатор емкостью 100 нФ на расстоянии 200 мил (5,08 мм) от контрольной точки U1.1. Конденсатор C2 установлен через два переходных отверстия, которые используются для подключения одного из его выводов к плоскости питания, а второго – к заземляющей плоскости (см. рис. 4). Симулятор позволяет рассчитать величину монтажной индуктивности, определяемой способом установки конденсатора на печатной плате. Заметим, что в рассматриваемом случае индуктивность монтажа была указана вручную для анализа других возможных сценариев. Индуктивность монтажа была выбрана равной 2 нГн. Расчетная резонансная частота этой модели составила 11,25 МГц.

Модель конденсатора представляла собой последовательную RLC-цепочку, установленную параллельно объемно-

му резонатору (см. рис. 4). Для анализа поведения цепочки был выполнен анализ частотных развязок с помощью мастера Decoupling Wizard программного комплекса HyperLynx PI. Полученная зависимость импеданса от частоты показана на рисунке 5 синим цветом. C_{CAVITY} – емкость полого резонатора, а L_{ESL} – его распределенная индуктивность. (Заметим, что под ESL подразумевается не только эквивалентная последовательная индуктивность конденсатора, но и индуктивность его подключения. То же относится и к ESR).

Из-за увеличения емкости полное сопротивление резонатора в низкочастотном диапазоне 1–10 МГц значительно уменьшилось. Из рисунка 5 видно, что величина импеданса на частоте 1 МГц равна 1,5 Ом, тогда как ранее он составлял 190 Ом (см. рис. 2). Как и ожидалось, у развязывающего конденсатора C2 имеется собственный резонанс на частоте 9 МГц, что близко к расчетному значению.

Дополнительный резонансный пик на частоте 105 МГц обусловлен параллельным включением собственной емкости резонатора и индуктивности монтажа, или распределенной индуктивности (ESL) конденсатора. На частоте 105 МГц импеданс из-за наличия развязывающего конденсатора C2 является уже чисто индуктивным, а распределенная индуктивность резонатора пренебрежимо мала по сравнению с индуктивностью монтажа конденсатора 2 нГн. На более высоких частотах развязывающий конденсатор больше не оказывает заметного влияния, поскольку полное сопротивление из-за его собственной индуктивности очень велико, и он выглядит как разомкнутая цепь. И хотя в этой цепочке резонанс полости немного сместился в сторону более высокой частоты, на резонансные моды это не оказало никакого влияния.

Если сигнал проходит через полый резонатор, величина его импеданса влияет на обратный ток. Если частотные составляющие в сигнале накладываются на параллельный резонанс на частоте 105 МГц, у тракта обратного тока очень большой импеданс – 40 Ом. Следовательно, обратный ток становится источником помех большого уровня.

Одним из способов уменьшить негативное следствие параллельного резонанса является уменьшение величины ESL развязывающего конденсатора C2. С этой целью требуется изменить расположение переходных отверстий или воспользоваться конденсатором с меньшим размером корпуса.

Для проверки эффективности предлагаемого подхода мы изменили

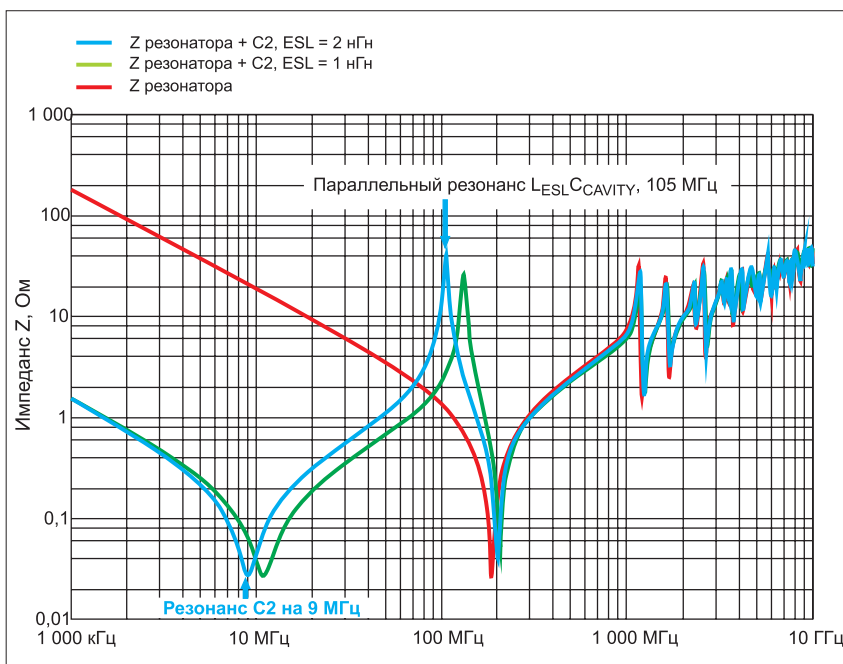


Рис. 5. Импеданс Z объемного резонатора печатной платы с развязывающим конденсатором

модель конденсатора, уменьшив его ESL с 2 до 1 нГн. При этом параллельный резонансный пик должен уменьшиться и сместиться в сторону более высокой частоты. Полученные результаты отображены на графике зеленого цвета на рисунке 5: видно, что ожидания вполне оправдались. Пики собственного и параллельного резонансов сместились до 10,9 и 130 МГц, соответственно. Заметим также, что импеданс параллельного резонансного пика значительно уменьшился с 40 до 26 Ом.

Еще одним важным фактором в нашем анализе является толщина диэлектрика в объемном резонаторе. При ее уменьшении собственная емкость резонатора C_{CAVITY} увеличивается, а характеристическое сопротивление Z на частоте резонанса уменьшается. Кроме того, при более тонком слое диэлектрика сокращается расстояние, на которое перемещается обратный ток с одной плоскости на другую, что позволяет уменьшить величину распределенной индуктивности. Это важное обстоятельство, если в используемой конструкции преобладает именно распределенная индуктивность.

Мы изменили толщину диэлектрика с 30 мил (0,762 мм) до 10 мил (0,254 мм). Результаты моделирования представлены на рисунке 6. Заметим, параллельный резонанс цепочки $L_{ESL}C_{CAVITY}$ сместился со 105 на 90 МГц, что произошло в результате увеличения емкости резонатора. Это увеличение преобладало над уменьшением распределенной индуктивности, что привело к более значительному уменьшению резонансной частоты.

Чтобы оценить, как изменилась распределенная индуктивность, посмотрим, как изменился импеданс между двумя кривыми в индуктивной области, и используем это значение в формуле $Z = \omega L$. Например, на выделенном участке с увеличенным масштабом на рисунке 6 видно, что $\Delta Z = 0,12$ Ом на частоте 30 МГц, что соответствует уменьшению распределенной индуктивности почти до 640 пГн.

По тем же причинам резонансная частота полости 206 МГц уменьшилась до 176 МГц. Уменьшилась и частота параллельного резонанса. Так произошло потому, что характеристическое сопротивление зависит обратно пропорционально от потерь в проводнике. Это значит, что уменьшение характеристического импеданса приводит к увеличению потерь в проводнике. Сближение пластин, составляющих полость резонатора, увеличило его собственную емкость. В результате волновое или характеристическое сопротивление уменьшилось в соответствии с зависимостью:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

При уменьшении Z_0 потери в проводнике возрастают, и затухание увеличивается. Это объясняет, почему пиковое значение и импеданс становятся меньше. Из-за того, что волновое сопротивление резонатора уменьшилось, стали меньше все значения на графике, что также привело к падению пика параллельного резонанса.

Почему из-за сближения плоскостей резонанс цепочки $L_{ESL}C_{CAVITY}$ увеличился по частоте, пусть и на незначительные 3 МГц? Причина в том, что уменьшилась распределенная индуктивность тракта, по которому проходит ток после уменьшения толщины диэлектрика. Кроме того, расположение резонансных пиков высокочастотного резонатора никогда не менялось, поскольку они зависят только от его размеров в направлении X-Y, а не от толщины диэлектрика.

Как уже упоминалось, на профиль полного сопротивления сети распределения питания влияет и добавление в модель стабилизатора напряжения (VRM). Причем, в любом виде – не только линейного, но и в виде DC/DC-преобразователя. Сеть PDN состоит из объемного резонатора, образованного слоями распределения питания печатной платы, и любых подключенных к ней элементов, например источника питания, развязывающих конденсаторов и массивов переходных отверстий. Простой ста-

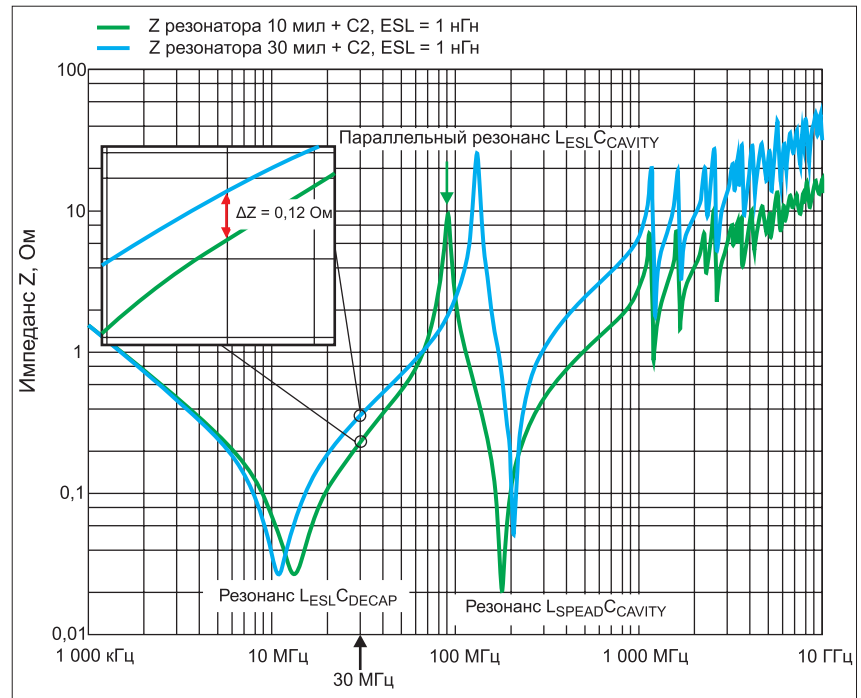


Рис. 6. Импеданс Z объемного резонатора печатной платы с развязывающим конденсатором при вариации толщины диэлектрика. Импеданс при толщине диэлектрика 10 мил показан зеленым, а при 30 мил – синим

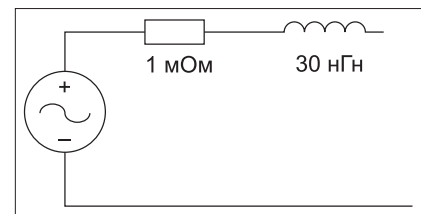


Рис. 7. Упрощенная модель источника питания в виде стабилизатора напряжения

билизатор напряжения можно легко смоделировать в виде последовательного сопротивления и индуктивности (см. рис. 7). Поскольку значения резистора обычно очень малы, мы выбрали 1 мОм. Значение индуктивности, как правило, очень велико. В данном случае оно составило 30 нГн. Необходимо, чтобы источник питания «видел» модель объемного резонатора и развязывающего конденсатора параллельно установленными. Следовательно, при такой конфигурации параллельный резонанс должен наблюдаться на низкой частоте.

В симуляции мы вернулись к прежнему значению толщины диэлектрика полого резонатора – 30 мил (0,762 мм), а распределенная индуктивность L_{ESL} развязывающего конденсатора была задана равной 2 нГн. Полученный профиль импеданса показан на рисунке 8. Из зеленого графика видно, что резонанс на частоте 2,7 МГц обусловлен индуктивностью модели источника питания L_{VRM} , установленной параллельно развязывающему конденсатору. Выше этой частоты индуктивность 30 нГн обеспечивает очень большой импеданс. В конечном

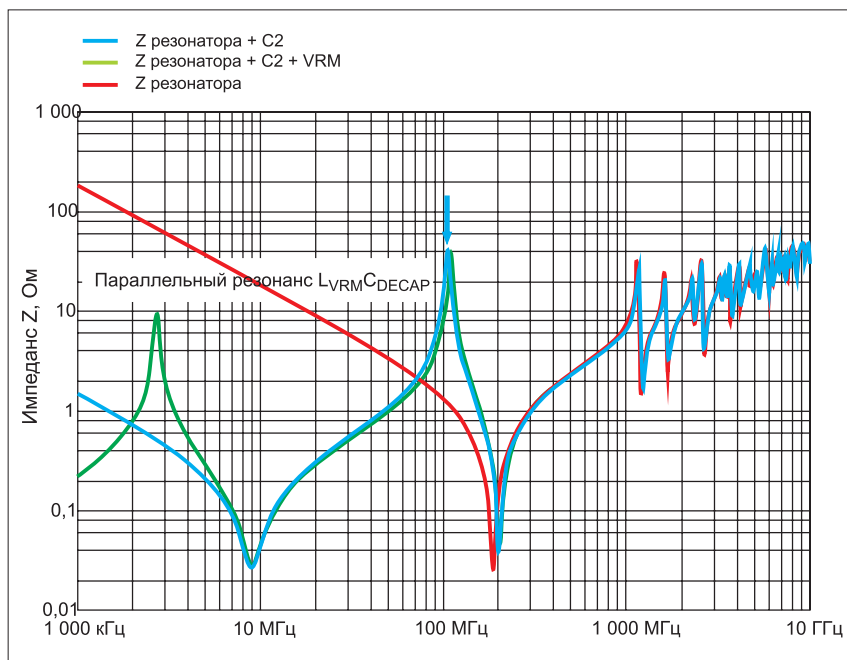


Рис. 8. Импеданс Z объемного резонатора печатной платы с развязывающим конденсатором и модулем стабилизатора напряжения

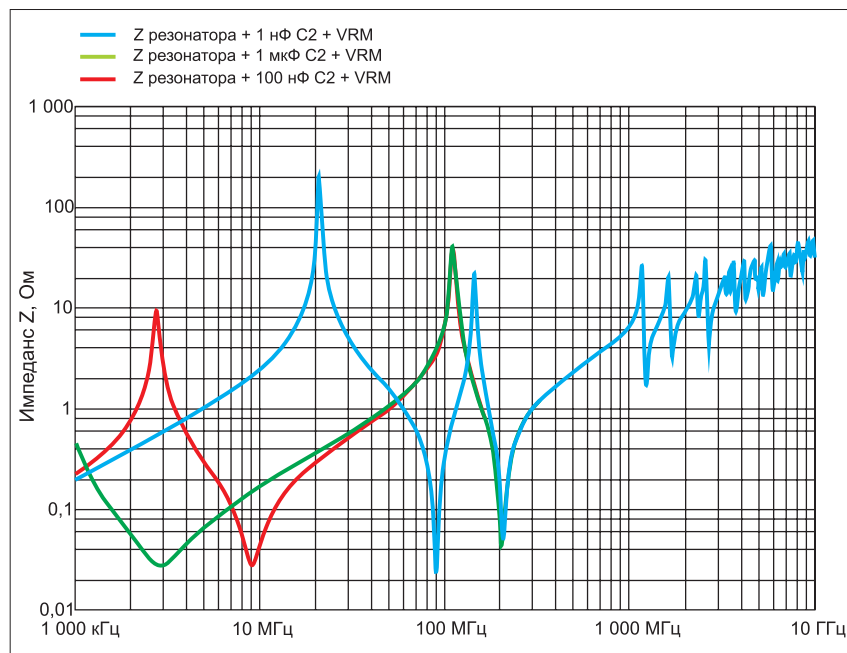


Рис. 9. Импеданс Z объемного резонатора печатной платы с развязывающими конденсаторами разных номиналов и стабилизатором напряжения VRM

итоге, цепь ведет себя как разомкнутая и больше не влияет на профиль полного сопротивления резонатора.

Наиболее полезным эффектом от присутствия источника питания является уменьшение полного сопротивления резонатора на очень низких частотах – до 0,2 Ом при 1 МГц.

Итак, следует сделать вывод о том, влияет ли величина развязывающего конденсатора на значения резонансных частот полости?

Чтобы ответить на этот вопрос, были выполнены три симуляции со значениями конденсатора C2 равными 1 нФ, 1 мкФ и исходным значением 100 нФ. Частот-

ная зависимость импеданса для трех этих случаев показана на рисунке 9.

Из-за развязывающего конденсатора емкостью 1 нФ все резонансы сместились в сторону более высоких частот за исключением и без того высокого собственного резонанса объемного резонатора $L_{SPREAD}C_{CAVITY}$. При такой высокой частоте конденсатор превращается в разомкнутую цепь и больше не влияет на PDN-сеть. Аналогично, из-за конденсатора емкостью 1 мкФ параллельный резонанс цепи $L_{VRM}C_{DECAP}$ стал ниже 1 МГц и больше не появлялся на графике. Этот конденсатор не повлиял на остальные резонансы,

потому что на очень высоких частотах цепь стала разомкнутой.

Возникает еще один важный вопрос: почему параллельный резонанс цепи $L_{ESL}C_{CAVITY}$ при развязывающем конденсаторе емкостью 1 нФ сместился в сторону более высокой частоты? Собственная резонансная частота цепи $L_{ESL}C_{DECAP}$ приблизилась к значению 90 МГц, которое очень близко к частоте 100 МГц параллельного резонанса $L_{ESL}C_{CAVITY}$ других конденсаторов. При таком близком расположении друг к другу параллельный резонанс $L_{ESL}C_{CAVITY}$ искажается и сдвигается немного выше по частоте. Этот эффект можно заметить только с помощью анализатора полей. Простая RLC-модель и аппроксимация PDN-сети не вполне точно отражают такой эффект. Подчеркнем, что ни одно из значений конденсаторов не повлияло на импеданс, при котором наблюдались резонансы, поскольку они находятся на очень высоких частотах, где все конденсаторы становятся разомкнутыми цепями.

Выше мы рассматривали случай, когда развязывающий конденсатор был расположен очень близко к контрольной точке U1.1. Теперь посмотрим, как влияет удаление конденсатора от этой точки. Понятно, что его расположение влияет только на распределенную индуктивность. Если она мала по сравнению с индуктивностью монтажа конденсатора, его расположение не должно иметь значения.

Для ответа на поставленный вопрос мы воспользуемся развязывающим конденсатором емкостью 1 мкФ, который переместим в верхний левый угол платы, установив его рядом со стабилизатором. Толщину диэлектрика для полого резонатора оставим равной 30 мил. Результаты моделирования представлены на рисунке 10, где зеленая кривая характеризует частотную зависимость импеданса развязывающего конденсатора, установленного в углу, а синяя характеризует случай его расположения по центру.

При сравнении синей и зеленой кривых видно, как увеличилась распределенная индуктивность. Участок ее нарастания до резонансного пика $L_{ESL}C_{CAVITY}$, выделенный пунктирной эллиптической областью в случае, когда конденсатор занимает угловое положение, свидетельствует об увеличении сопротивления на 0,1 Ом. Причина этого увеличения заключается в том, что ток должен пройти большее расстояние до развязывающего конденсатора. В результате увеличивается распределенная индуктивность.

Частота собственного резонанса развязывающего конденсатора и пик

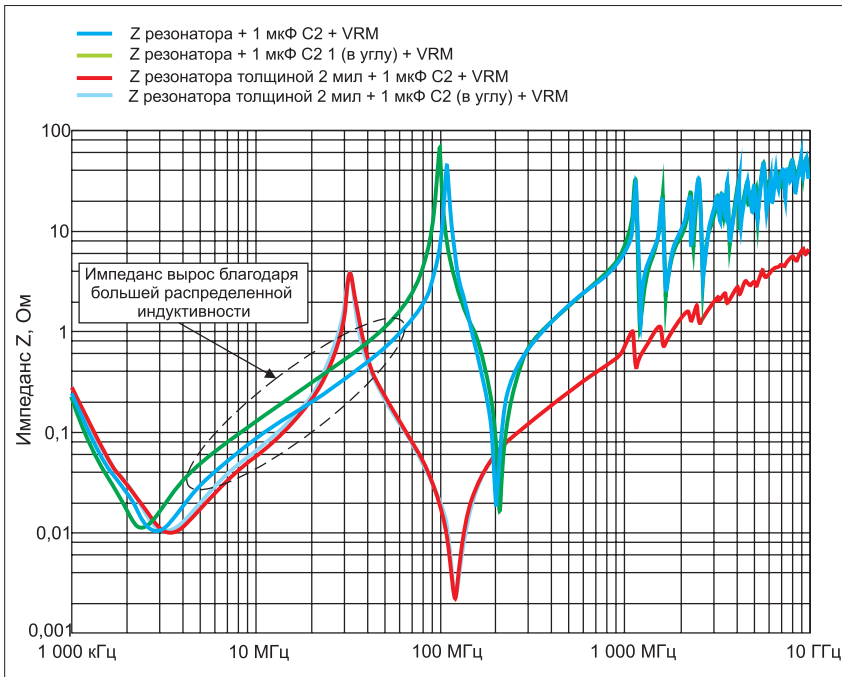


Рис. 10. Влияние расположения развязывающего конденсатора

параллельного резонанса $L_{ESL}C_{CAVITY}$ слегка сместились в сторону меньшей частоты. В результате на 10 Ом увеличился пик параллельного резонанса конденсатора, расположенного в центре. По этой причине может существенно возрасти уровень помех из-за наведенного сигнала, частота которого накладывается на параллельную резонансную частоту. Таким образом, при использовании в резонансере диэлектрика сравнительно большой толщины развязывающий конденсатор должен располагаться как можно ближе к выводу питания.

Затем мы уменьшили толщину диэлектрика до 2 мил (0,051 мм). В результате того, что токопроводящие пластины стали ближе друг к другу, уменьшилась распределенная индуктивность. Силовые линии магнитного поля позволяют понять, почему так произошло.

Как видно из рисунка 11, некоторые из генерируемых током силовых линий магнитного поля, распространяющихся по возвратной плоскости, ограничивают ток на плоскости питания. Эти силовые линии циркулируют в направ-

лении, противоположном направлению линий, которые генерируются током на плоскости питания, что приводит к их взаимному уничтожению. При наличии симметрии линии магнитного поля, создаваемые током на плоскости питания, затрудняют протекание обратного тока на плоскости заземления и компенсируют некоторую долю магнитного потока. Следовательно, индуктивность трактов распространения обоих токов становится меньше.

На рисунке 10 также представлены результаты моделирования при использовании резонансера с диэлектриком толщиной 2 мил – они показаны красными и голубыми кривыми. Очевидно, что кривые полностью перекрывают друг друга, подчеркивая тот факт, что в случае, когда индуктивность рассеяния мала, расположение конденсатора на импеданс полого резонансера не влияет.

Еще один важный вывод заключается в том, что очень тонкий слой диэлектрика уменьшает распределенную индуктивность так, что ее влияние полностью

маскируется величиной ESL развязывающего конденсатора. Другими словами, этот резонанс становится почти полностью прозрачным. По этой причине следует использовать материал как можно меньшей толщины. Например, в таких случаях применяются материалы с распределенной или скрытой емкостью толщиной 0,24 мил (6,096 мкм) и относительной диэлектрической проницаемостью равной 43.

Итак, мы увидели, как источник питания, развязывающие конденсаторы и массивы переходных отверстий [4] влияют на профиль импеданса резонансера в разных частотных диапазонах. При прохождении сигнала через переходные отверстия в полой резонансере печатной платы может возникнуть паразитная емкостная связь. Особенно критично это явление при высоких скоростях передачи данных, что весьма характерно для современного электронного оборудования. Из-за несоответствий формы и размеров слоев печатной платы возникают низкочастотные и высокочастотные паразитные резонансы.

Уменьшение толщины резонаторной полости позволило уменьшить ее импеданс до такой степени, что на его значение уже не влияло расположение конденсатора. Мы также увидели, насколько важно, чтобы сеть распределения питания была прозрачной для обратного тракта сигналов. ◀

ЛИТЕРАТУРА

1. Fadi Deek. *Concepts of Power Integrity: Controlling Impedance across a Bare Cavity*//s3.mentor.com.
2. Fadi Deek. *HyperLynx Power Integrity*//www.mentor.com.
3. Fadi Deek. *Concepts of Power Integrity: The Effect of PDN Elements on Impedance*//s3.mentor.com.
4. Fadi Deek. *Concepts of Power Integrity: Taking the Noise out of Via-to-Via Coupling*//s3.mentor.com.
5. В. Рентюк. *Что нужно знать по испытаниям на выполнение требований по ЭМС для изделий коммерческого назначения*//Компоненты и технологии. 2017. № 7.

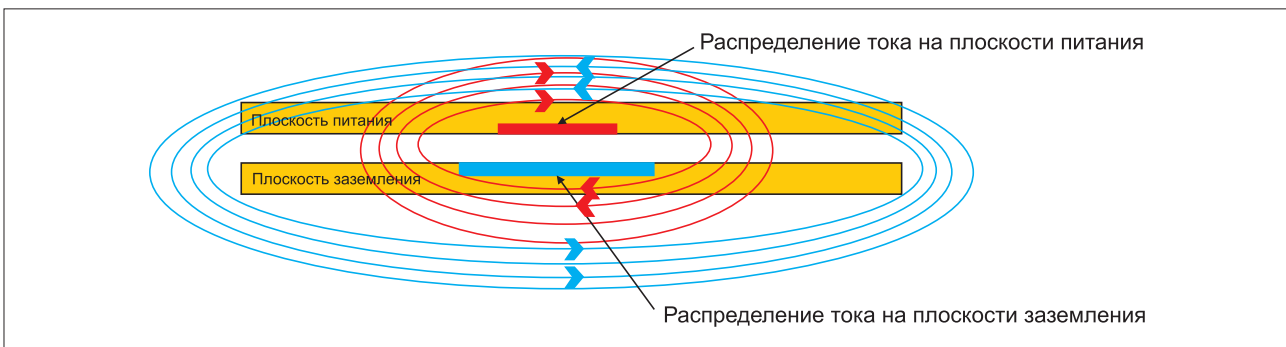


Рис. 11. Компенсация магнитно-силовых линий с противоположной циркуляцией