

УДК 621.3.049.75

Обеспечение устойчивого электропитания печатной платы микропроцессорной системы при подключении через длинный кабель

И. А. Лафазан¹¹НИЦ «Курчатовский институт» – НИИСИ, Москва, lafazan@cs.niisi.ras.ru

Аннотация. В статье рассматривается задача формирования устойчивого входного узла питания печатной платы микропроцессорной системы, подключённой к источнику питания через длинный кабель. Показано, что в этих условиях применение дорогостоящих керамических конденсаторов большой ёмкости без учёта демпфирования может приводить к неустойчивому переходному процессу, поскольку индуктивность кабеля совместно со входной ёмкостью образуют резонансный контур достаточно высокой добротности. Предложен подход к построению входного узла питания, обеспечивающий демпфирование резонансных процессов без чрезмерной просадки напряжения и перегрева, шунтирование высокочастотных составляющих тока и локализацию помех. Основная идея подхода – использовать ESR накопительного входного конденсатора как средство демпфирования резонанса, а влияние последовательной индуктивности компенсировать керамическими конденсаторами малых номиналов. Показано, что аналогичный принцип неприемлем в локальных цепях развязки микросхем. Приведены рекомендации по выбору диапазона значений эквивалентного последовательного сопротивления, номиналов входных конденсаторов и размещению элементов на печатной плате.

Ключевые слова: печатная плата, электропитание, добротность, входной фильтр, резонанс

1. Введение

Современные микропроцессорные системы (МПС) характеризуются импульсным потреблением тока, поэтому система подачи питания должна рассматриваться как часть электрической схемы устройства. Качество электропитания печатной платы МПС определяется не только параметрами источника, но и паразитными сопротивлениями и индуктивностями соединителей, кабелей, печатной платы и пассивных компонентов. В известных рекомендациях по построению цепей питания основное внимание обычно уделяется снижению импеданса питания, локальной развязке микросхем, применению низкоимпедансных многослойных керамических конденсаторов (multi-layer ceramic capacitor, MLCC) и подавлению высокочастотных помех ферритовыми бусинами. При этом вопросы формирования устойчивого входного узла питания печатной платы при подключении к удалённому источнику через протяжённую кабельную линию обычно рассматриваются значительно реже.

Традиционный подход, как правило, предполагает установку на входе платы

низкоимпедансных керамических конденсаторов, а при необходимости – последовательного ферритового элемента или дросселя, при обязательной локальной развязке микросхем. Он эффективен для уменьшения высокочастотного импеданса и подавления части наводимых помех, однако не является универсальным решением при питании платы от удалённого источника через длинный кабель.

Практическая значимость задачи определяется широким применением распределённых электронных систем, в которых источник питания удалён от печатной платы и соединён с ней кабелем или жгутом значительной длины. Такая ситуация характерна для промышленной автоматики, измерительных комплексов, телеметрии, робототехники, транспортной и бортовой аппаратуры, модулей связи, систем управления и удалённых датчиковых узлов. В составе перечисленного оборудования МПС чувствительны даже к кратковременным провалам, выбросам и колебаниям напряжения питания, которые могут вызывать сброс, нарушение обмена по интерфейсам, ошибки измерений и ложное срабатывание защит. Подобная конфигурация возникает не только в штатной эксплуатации

распределённых систем, но и при стендовых и климатических испытаниях, когда источник питания выносится за пределы печатной платы.

При подаче питания через длинный кабель его индуктивность становится существенной частью входного контура и совместно со входной ёмкостью платы образует резонансную систему. В результате при включении и скачкообразных изменениях нагрузки на входе платы могут возникать провалы, выбросы и автоколебательный переходный процесс («звон»). При этом критичным становится не только обеспечение требуемого уровня постоянного напряжения, но и форма переходного процесса на входе устройства. В этих условиях простое наращивание дорогостоящей низкоимпедансной керамической ёмкости не всегда улучшает поведение системы и может повышать добротность контура, а ферритовые элементы, эффективные преимущественно в высокочастотной области, не обеспечивают должного уровня демпфирования низкочастотного резонанса. Дополнительно выбор решения ограничивается высокой токовой нагрузкой, компоновкой, доступностью компонентов и бюджетом.

В связи с этим важной задачей работы является подбор конструкции и параметров входного узла питания печатной платы, подключённой к удалённому источнику через длинный кабель, при котором обеспечиваются устойчивый переходный процесс и снижение высокочастотных токов в кабельной линии. Цель статьи – проанализировать особенности системы «длинный кабель – входная ёмкость», показать ограничения традиционных входных решений и сформулировать практические рекомендации по построению входного узла питания печатной платы.

2. Ограничения типовых решений входной фильтрации при питании через длинный кабель

Как отмечалось ранее, при питании печатной платы МПС от удалённого источника через длинный кабель типовые решения входной фильтрации, ориентированные главным образом на снижение высокочастотного импеданса и подавление проводимых кондуктивных помех, не всегда обеспечивают требуемое поведение входного узла. На практике широко применяется схема, основанная на включении в разрыв линии последовательного ферритового элемента или

дросселя и установке на входе платы низкоимпедансных керамических конденсаторов. Однако при подключении через длинную кабельную линию эффективность работы такой системы ограничивается рядом физических причин и проектных факторов, таких как:

- высокие токи нагрузки, протекающие по кабельной линии электропитания и входным цепям печатной платы ограничивают применение компонентов, включаемых в разрыв линии из-за дополнительного падения напряжения и тепловыделения;
- снижение высокочастотного импеданса ферритовых элементов при протекании постоянного тока нагрузки: смещение рабочей точки материала по магнитной характеристике уменьшает эффективную магнитную проницаемость и ухудшает фильтрующие свойства элемента;
- невозможность применения выводных и крупногабаритных компонентов для монтажа в отверстия печатной платы (through-hole technology, THT) из-за ограничений компоновки;
- необходимость точного подбора параметров LC/RLC-фильтра и последующей экспериментальной верификации с учётом паразитных параметров кабеля, монтажа и компонентов; растущие требования по помехоустойчивости и электромагнитной совместимости;
- снижение активного сопротивления кабельной линии уменьшает потери в контуре «кабель – входная ёмкость» и тем самым повышает его добротность;
- малые значения эквивалентного последовательного сопротивления (equivalent series resistance, ESR) современных MLCC, снижающие потери в контуре «кабель – входная ёмкость» и тем самым повышающие его добротность;
- малая эквивалентная последовательная индуктивность таких конденсаторов дополнительно расширяет область низкого импеданса, но не обеспечивает демпфирование резонанса;
- потеря фактической ёмкости многослойного керамического конденсатора при приложении постоянного напряжения (DC-bias)[1];
- возможность возникновения антирезонансных пиков импеданса при параллельном включении керамических конденсаторов разных номиналов и типоразмеров вследствие различия их собственных резонансных частот;

- конструктивные ограничения, связанные с плотной компоновкой, механической надёжностью, минимизацией числа компонентов и снижением паразитной индуктивности соединений;
- интенсивное импортозамещение электронных модулей и ограниченная номенклатура ферритовых бусин у отечественных производителей;
- ограниченность бюджета.

Таким образом, типовой подход к формированию входного узла питания по схеме «последовательная ферритовая бусина или дроссель + MLCC на общий провод» не может рассматриваться как универсальное решение для модуля, питаемого через длинный кабель. Импеданс ферритовых бусин, как правило, нормируется на частоте 100 МГц, а область их эффективного применения обычно соответствует диапазону 10-300 МГц. В то же время частота основного резонанса контура «кабель – входная ёмкость» при типичных значениях индуктивности кабельной линии 10-50 мкГн и входной ёмкости 10-470 мкФ находится в диапазоне 1-17 кГц. Поэтому низкочастотный звон и выбросы, обусловленные высокой добротностью контура, могут сохраняться даже независимо от наличия ферритовой бусины.

Более того, добавление только MLCC без средств демпфирования уменьшает импеданс входного узла [2], но из-за малого эквивалентного последовательного сопротивления увеличивает добротность колебательной системы. Следовательно, при построении входного узла питания необходимо учитывать не только требования к высокочастотному шунтированию вблизи разъёма питания, но и необходимость введения контролируемых потерь в низкочастотный резонансный контур.

В работе предлагается использовать ESR накопительного входного конденсатора как средство демпфирования резонанса, а влияние последовательной индуктивности компенсировать керамическими конденсаторами малых номиналов. Такой подход позволяет преодолеть или заметно ослабить перечисленные ограничения, упростить закупку и подбор компонентов, повысить технологичность электронного модуля и сделать его выпуск более

экономически обоснованным.

3. Создание устойчивого входного узла МПС

3.1 Расчётная модель контура «длинный кабель – входная ёмкость»: просадка, тепловыделение и резонанс

Разберём подробнее процессы, которые будут возникать в системе «длинный кабель – входная ёмкость», схематично изображённой на рисунке 1.

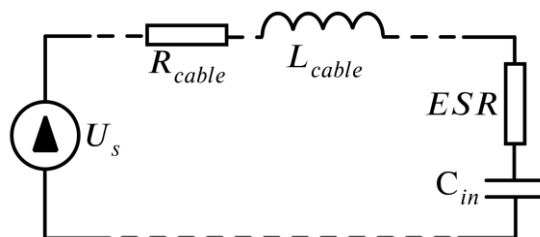


Рис.1. Схематичное изображение системы «длинный кабель – входная ёмкость»

Для первичного анализа кабельную линию удобно представить сосредоточенными элементами: сопротивлением R_{cable} , и индуктивностью L_{cable} на входе платы стоит накопительный конденсатор, ёмкостью C_{in} , а питание осуществляется источником напряжения U_s . В данной модели последовательные индуктивности входного конденсатора и печатных проводников не учитываются, поскольку для рассматриваемого низкочастотного резонанса их величины существенно меньше индуктивности L_{cable} протяжённой кабельной линии [3].

$$U_s = U_c(t) + I(t)(R_{cable} + ESR) + L_{cable} * \frac{dI(t)}{dt}, \quad (1)$$

Где $I(t) = C_{in} * \frac{dU_c(t)}{dt}$ – ток зарядки печатной платы, а $U_c(t)$ – напряжение непосредственно на входной ёмкости C_{in} .

В момент подачи питания входная ёмкость эквивалентна низкоомной нагрузке, а ток её зарядки растёт со скоростью, ограниченной L_{cable} . Типичная форма переходного процесса подачи питания при длине кабеля 15 м и напряжении 48 В представлена на рисунке 2.



Рис. 2. Изменение напряжения на входе при подаче питания напряжением 48 В через кабель длиной 15 м [4], отражающее неустойчивость системы

Для оценки влияния ESR необходимо рассматривать не только общий рост напряжения на входе, но и мгновенное распределение напряжения в последовательном контуре «кабель – входная ёмкость». При протекании тока заряда входной ёмкости на эквивалентном последовательном сопротивлении входного конденсатора возникает падение напряжения:

$$\Delta U_{ESR} = I(t) * ESR, \quad (2)$$

Соответственно, пусть ΔU_{MAX} – допустимая величина максимальной просадки напряжения, то при пиковом токе I_{MAX} :

$$ESR \leq \frac{\Delta U_{MAX}}{I_{MAX}}, \quad (3)$$

Если этим правилом пренебречь и поставить конденсатор со слишком большим ESR , это приведёт к избыточной просадке напряжения.

Также мгновенная мощность, выделяющаяся при подаче на конденсатор напряжения (зарядке конденсатора) и резких скачках тока потребления:

$$P(t) = I^2 * ESR, \quad (4)$$

В результате чего на конденсаторе теряется часть мощности. Если импульсы будут частыми, конденсатор ощутимо нагреется при протекании скачков тока через ESR .

Далее, по завершении первичного процесса заряда входных ёмкостей система «кабель – входная ёмкость» ведёт себя как колебательный

контур, с резонансной частотой:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cable}C_{in}}}, \quad (5)$$

И добротностью:

$$Q = \frac{1}{R_{cable} + ESR + R_s} \sqrt{\frac{L_{cable}}{C_{in}}}, \quad (6)$$

Где R_s – выходное сопротивление источника питания.

3.2 Последствия высокой добротности и выбор диапазона ESR накопительных ёмкостей

При малом суммарном последовательном сопротивлении контура «кабель – входная ёмкость» его добротность возрастает, а энергия, запасённая в L_{cable} и C_{in} , рассеивается медленно. В результате переходный процесс приобретает выраженный колебательный характер. Основные последствия такого режима следующие:

- 1) Выбросы и провалы напряжения в цепях питания печатной платы. (Рис.3).

При этом ток в кабельной линии может иметь колебательный характер и на отдельных интервалах менять направление, что соответствует возврату части энергии, накопленной во входной ёмкости, в сторону источника питания [5]. Поэтому переходный процесс сопровождается не только провалом

при заряде ёмкости, но и последующими выбросами напряжения на входе устройства. Примеры таких переходных процессов приведены на рисунке 3.

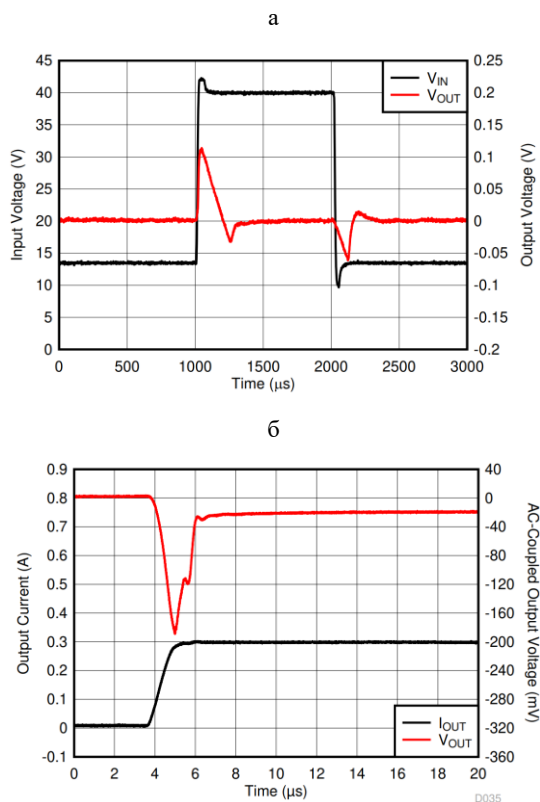


Рис.3. Примеры переходных процессов в цепях питания:

- а) реакция выходного напряжения стабилизатора на резкое изменение входного напряжения. Чёрная кривая соответствует входному напряжению, а красная — отклонению выходного напряжения от установившегося значения [6];
- б) провал выходного напряжения при скачкообразном увеличении тока нагрузки [7]

Провалы могут приводить к пересечению порога блокировки при пониженном напряжении питания (UVLO, undervoltage lockout), а также порога срабатывания цепи сброса, что вызывает ложные перезапуски цифровых устройств. Выбросы – к превышению номинального напряжения микросхем и входных преобразователей.

- 2) Увеличение длительности переходных процессов.

Поскольку энергия колебаний накапливается в L_{cable} и C_{in} при малых потерях контур затягивает установление напряжения (длительность переходного процесса может составлять от нескольких периодов собственных колебаний до значительно большего времени при взаимодействии с цепями запуска, UVLO,

ограничением тока и алгоритмами защиты источника питания), что ухудшает повторяемость запуска и может приводить к циклическим перезапускам источника питания или преобразователей на плате.

- 3) Рост циркулирующих токов и локальный перегрев.

При звоне возникают переменные токи, протекающие между кабелем и входной ёмкостью. Даже если средний ток нагрузки невелик, действующее значение переменной составляющей может быть значительным, что увеличивает потери на R_{cable} , ESR , контактных сопротивлениях разъёмов и повышает тепловую нагрузку элементов.

- 4) Ухудшение электромагнитной совместимости.

Колебательный ток в кабеле увеличивает проводимые помехи и может повышать излучение за счёт превращения кабеля в эффективную антенну, особенно при наличии более высокочастотных составляющих, возникающих из-за нелинейностей нагрузки и коммутационных процессов.

Если источник питания расположен далеко от устройства, длина, а, следовательно, и индуктивность L_{cable} неизбежно будут большими.

Теоретически, ёмкость входных конденсаторов C_{in} можно увеличить, но это даст:

- большой скачок тока коммутации, который не все компоненты схемы могут выдержать;
- сделает запуск более жёстким, долгим и нестабильным, сработает защита и будет перезапуск;
- по формуле (5) уменьшение резонансной частоты, переходные процессы станут более долгими;
- усложнение поиска подходящего под большую ёмкостную нагрузку источника питания;
- увеличение энергии колебаний $E_c = 0.5CU^2$, а, следовательно, и циркулирующих токов;
- увеличение габаритных размеров конденсатора;
- увеличение закупочной стоимости компонента.

Ещё одним способом уменьшения резонанса и снижения амплитуды колебаний является увеличение сопротивления силового кабеля R_{cable} или выходного сопротивления источника питания R_s . Но так как эти сопротивления работают одинаково на всех частотах, в случае их увеличения произойдёт значительная потеря энергии на нагрузке, а также дополнительное падение напряжения.

Главным параметром, который предложено подобрать, чтобы уменьшить добротность колебательного контура, является ESR входного конденсатора. Для достижения оптимально высокого коэффициента затухания требуется обеспечить соотношение $Q \leq 0,5$ [8] (если взять меньше, то система будет передемпфированной [9]). Исходя из этого получаем:

$$ESR \geq 2 \sqrt{\frac{L_{\text{cable}}}{C_{\text{in}}}} - R_{\text{cable}} - R_s, \quad (7)$$

Из формулы (7) видно, что при отрицательной правой части условие будет выполняться, даже если ESR входной ёмкости будет равен нулю, поэтому при невозможности уменьшения активного сопротивления нет необходимости специально вводить ESR для затухания резонанса и следует ориентироваться на минимально возможное ESR , чтобы не увеличить просадку напряжения и нагрев.

Преимуществом использования ESR накопительного конденсатора в качестве демпфирующего параметра является то, что потери в конденсаторе проявляются преимущественно в переменной составляющей тока, не увеличивая сопротивление линии по постоянному току. При этом ESR является частотно-зависимой величиной и в технической документации часто нормируется на частоте 100 кГц (иногда также приводятся графики $ESR(f)$). Для большинства практических конфигураций «длинный кабель – входная ёмкость» резонансная частота лежит в области, где паспортные данные ESR позволяют выполнить первичную инженерную оценку демпфирования и оценить добротность. Окончательная оценка выполняется по осциллограммам/модели с учётом $ESR(f)$ (при его наличии в технической документации), ESL и параметров кабеля.

Таким образом, ESR входной накопительной ёмкости должен находиться в допустимом диапазоне: нижняя граница определяется требованием демпфирования резонанса контура «кабель – входная ёмкость» (7), а верхняя – допустимой просадкой напряжения и тепловой нагрузкой на конденсатор (3), (4). Увеличение ESR действительно уменьшает пиковый ток заряда входной ёмкости и снижает добротность контура, однако чрезмерно большое ESR приводит к увеличению падения напряжения при скачках тока, росту потерь и ухудшению энергетической поддержки нагрузки. Поэтому ESR не следует рассматривать как универсальное средство ограничения пускового тока. Если требуемая входная ёмкость вызывает недопустимо большой ток включения, целесообразно применять активное ограничение

пускового тока: схемы плавного пуска, контроллеры горячего подключения, электронные предохранители или МОП-транзисторные ключи с управляемым нарастанием тока. Такие решения позволяют ограничить пусковой ток без постоянного увеличения сопротивления силовой линии и без ухудшения динамических свойств входного узла в рабочем режиме.

Практика задания допустимого диапазона ESR не нова и широко известна по линейным стабилизаторам. В ряде линейных стабилизаторов напряжения ESR выходного конденсатора является частью частотной коррекции: совместно с выходной ёмкостью он формирует частотную коррекцию, необходимую для устойчивой работы петли обратной связи [10]. Поэтому техническая документация нередко ограничивает ESR снизу и сверху; слишком низкий ESR (например, при замене танталового конденсатора на более технологичный и дорогой MLCC без учёта компенсации, что на первый взгляд, кажется, улучшит фильтрацию) может вызвать колебательный режим или самовозбуждение, что проявляется ростом пульсаций выходного напряжения. Пример графика зависимости ESR от выходного тока с указанным оптимальным диапазоном представлен на рисунке 4.

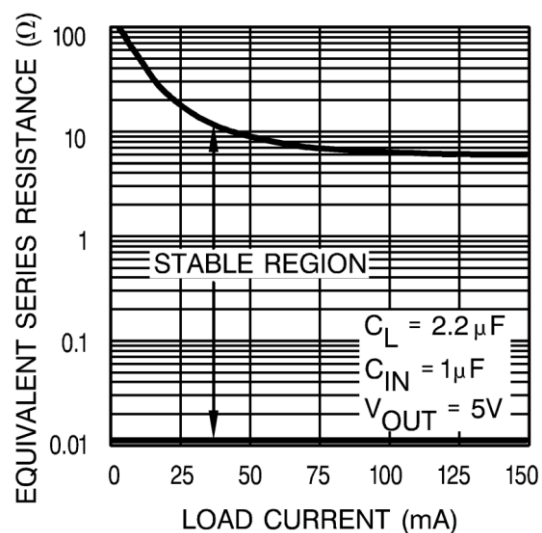


Рис.4. Допустимый диапазон ESR выходного конденсатора ЛДО регулятора LP2950/LP2951 [11]

Сходный инженерный принцип используется и при подборе входных накопительных ёмкостей: ESR входного накопительного конденсатора рассматривается не как нежелательный паразитный параметр, который следует минимизировать, а как элемент, целенаправленно формирующий динамическое поведение системы питания. Как

и в случае выходных конденсаторов линейных стабилизаторов, *ESR* участвует в частотной характеристике узла питания и влияет на склонность системы к колебательным процессам. Поэтому его значение должно выбираться не по принципу минимизации, а исходя из требуемого демпфирования.

3.3 Область применения и ограничения ферритовой бусины

Ещё одним методом фильтрации входной цепи питания является установка ферритовой бусины последовательно в цепь питания электронного модуля совместно с керамическими конденсаторами с низким *ESR*. Конструктивно бусина – это ферритовый сердечник (материал с магнитными потерями), через который проходит проводник (в компонентах поверхностного монтажа это ферритовый корпус с внутренним проводящим каналом). Действует она по сути как частотно-зависимый импеданс с существенной активной составляющей, за счёт которой энергия высокочастотных помех рассеивается в тепло. На низких частотах её импеданс мал и определяется в основном сопротивлением проводящего канала и небольшой индуктивной составляющей. В рабочем частотном диапазоне возрастает вклад магнитных потерь в феррите, поэтому активная составляющая импеданса становится существенной и обеспечивает подавление высокочастотных помех. На частотах выше рабочего диапазона влияние паразитной ёмкости приводит к снижению импеданса бусины и ухудшению её подавляющих свойств.

В технической документации ферритовых бусин даны графики зависимости модуля импеданса, реактивной и активной части сопротивления от частоты. Получается, что данный компонент эффективен в случае, если шум высокочастотный (порядка 100 МГц) и задача его рассеять в тепло, а не отфильтровать идеальной индуктивностью (дресселем), которая будет только накапливать и отдавать энергию, порождая резонанс. Однако при подключении по длинному кабелю доминирующим паразитным параметром становится индуктивность линии, и основной переходный процесс определяется резонансом контура «кабель – входная ёмкость», частота которого лежит в килогерцовом диапазоне. А значит, ферритовая бусина не обеспечит должного уровня демпфирования и не поможет решить проблему звона и выбросов, обусловленных большой добротностью паразитного колебательного контура. Более того, зачастую её применение несёт в себе ряд недостатков:

1) Ограничение по току и нагрев элемента. Допустимый DC-ток ограничен потерями и допустимым перегревом корпуса. Для компактных SMD-типоразмеров ток часто составляет единицы ампер (типично 1–6 А; значения 10–15 А встречаются, но это уже крупные/дорогие позиции). При высоких токах возрастает падение напряжения и тепловая нагрузка на компонент.

2) Снижение импеданса при постоянной составляющей тока (DC bias).

Постоянный ток смещает феррит по магнитной характеристике, и высокочастотный импеданс (в первую очередь реактивная составляющая) уменьшается. В результате фильтрующие свойства бусины на практике могут оказаться хуже, чем ожидалось. Это особенно критично для высоконагруженных входных цепей.

3) Потенциальное образование дополнительных резонансов.

В сочетании с низкоимпедансными керамическими конденсаторами бусина может формировать новый резонанс/антирезонанс (из-за своего частотно-зависимого $Z(f)$, паразитной ёмкости и паразитной индуктивности конденсаторов), что усложняет обеспечение устойчивого поведения входного узла.

4) Стоимость и доступность силовых бусин

Ферритовые бусины, рассчитанные на большие токи и обладающие требуемыми частотными характеристиками, могут иметь высокую стоимость и ограниченную доступность. В ряде случаев подбор отечественных аналогов с требуемыми параметрами затруднён.

На данный момент закупка отечественных ферритовых бусин может быть затруднительна.

При этом ферритовые бусины остаются эффективным средством подавления проводимых высокочастотных помех небольших токов и могут применяться как дополнительная мера при стремлении выполнения требований по ЭМС. Однако, в любом случае, обеспечение аperiodического переходного процесса при длинном кабеле требует отдельного демпфирования низкочастотного контура. С этим как раз могут справиться конденсаторы, с *ESR*, находящимся в оптимальном диапазоне.

3.4 Высокочастотное шунтирование и локальная развязка микросхем

Но у накопительного конденсатора, помимо паразитного сопротивления *ESR*, есть ещё паразитная индуктивность. Она в контексте фильтрации входного питания никак не

помогает, а только препятствует замыканию токов высокой частоты (быстрых фронтов) локально рядом с разъёмом на землю. Если в цепи не стоит ферритовой бусины и отсутствует в/ч-шунтирование у разъёма, эти токи будут создавать шумы и помехи на печатной плате, а также выходить за её пределы по кабелю, ухудшая ЭМС. Поэтому параллельно накопительным конденсаторам с относительно большими паразитными параметрами обязательна установка одного или нескольких керамических MLCC малой ёмкости (порядка 10 нФ-1 мкФ), ESR которых минимальны.

Эффективная область работы каждого MLCC определяется его собственной резонансной частотой (serial resonance frequency, SRF) и индуктивностью монтажной петли. На частотах выше SRF конденсатор становится индуктивным, поэтому критично минимизировать индуктивность подключения (короткие соединения, близкорасположенные переходные отверстия, малая площадь петли тока, установка максимально близко к разъёму). Для типовых корпусов 0402 – 0805 стандарта EIA 0402-0805 (1005M-2012M ГОСТ/МЭК) конденсаторы порядка 10-100 нФ обеспечивают низкий импеданс в диапазоне десятков-сотен МГц, а 0.47-1 мкФ – в области единиц – десятков МГц. Применение нескольких

параллельно подключённых MLCC разных номиналов позволяет расширить диапазон низкого импеданса и улучшить локализацию высокочастотных токов у разъёма, но одновременно увеличивает риск возникновения антирезонансных пиков. Поэтому количество номиналов и их типоразмеры следует выбирать с учётом частотного состава помех, параметров монтажа и результатов моделирования или измерений.

Необходимо отметить, что входной фильтр на разъёме питания не является заменой локальным блокировочным шунтирующим по переменному току (bypass capacitors) конденсаторам, поскольку эти элементы решают разные задачи. Входной фильтр формирует требуемое поведение питания на границе устройства: демпфирует резонансы, снижает проводимые помехи и ограничивает проникновение высокочастотных токов в кабель и их выход за пределы МПС. Локальные блокировочные конденсаторы, напротив, обеспечивают замыкание импульсных токов потребления непосредственно вблизи микросхем. Они уменьшают высокочастотные просадки питания в точке нагрузки, сокращают площадь токовой петли и тем самым снижают наводки и излучение, как показано на рисунке 5.

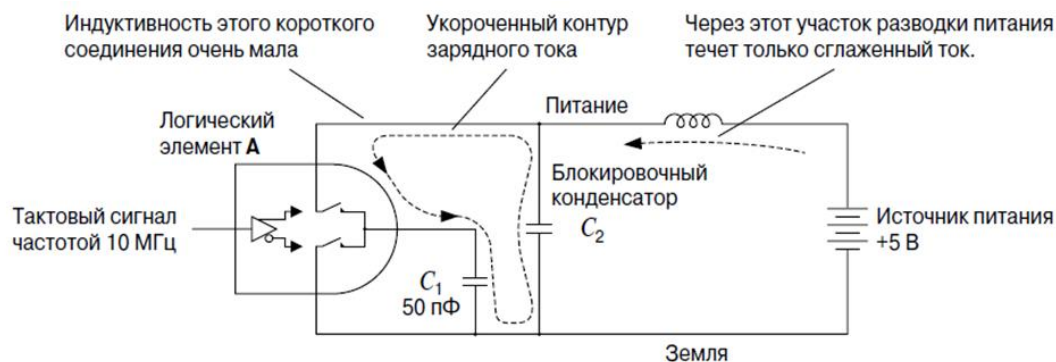


Рис. 5. Сокращение петли импульсного тока за счёт локального блокировочного конденсатора C_1

В этой задаче любые паразитные параметры (прежде всего ESL и ESR самого конденсатора, а также индуктивность и сопротивление дорожек/переходных отверстий) работают только во вред, поскольку приводят к дополнительным выбросам на быстрых фронтах и мгновенным просадкам, а также снижают эффективный диапазон частот байпаса (выше собственной резонансной частоты конденсатор становится индуктивным). Поэтому bypass-конденсаторы устанавливают максимально близко к выводам питания микросхем (обычно по одному на каждый вывод питания или на группу выводов), с минимальной

индуктивностью подключения (короткие соединения, прямой доступ к плоскостям питания/земли, отдельные переходные рядом с площадками). Для блокировочных конденсаторов некорректно задавать целевой диапазон ESR , как это было предложено для демпфирования входного контура. Наоборот, требуется минимизировать суммарный импеданс пути в рабочем диапазоне частот. Выбор номиналов и типоразмера байпасов определяется спектром токовых импульсов (крутизной фронтов и рабочей частотой), допустимыми пульсациями на шине и достижимой индуктивностью монтажа.

На практике применяют минимально достаточный набор MLCC разных номиналов, расширяющий полосу низкого импеданса без избыточного усложнения и риска выраженных антирезонансов.

Также не следует думать, что высокотехнологичные керамические конденсаторы больших ёмкостей не имеют смысла и всегда могут быть заменены на другие, с более высокими паразитными параметрами. Низкие *ESR* и паразитная индуктивность MLCC обеспечивают минимальный импеданс на средних и высоких частотах, благодаря чему они широко применяются для подавления быстрых просадок питания и локализации высокочастотных токов вблизи потребителя импульсного тока, источника помех или входного разъёма – в зависимости от решаемой задачи. В системах без длинных кабелей, а также при корректно реализованном демпфировании входного контура использование больших MLCC может улучшить динамику питания и снизить уровень шумов с учётом снижения эффективной ёмкости MLCC под действием постоянного смещения.

3.5 Предложенная структура входного узла

Предлагаемая структура входного узла основана на функциональном разделении элементов по частотным диапазонам и на целенаправленном использовании паразитных параметров компонентов, которые в типовом подходе обычно стремятся минимизировать. Непосредственно у входного разъёма платы устанавливается накопительный конденсатор, эквивалентное последовательное сопротивление которого выбирается не по принципу минимизации, а в расчётном диапазоне, обеспечивающем демпфирование низкочастотного резонанса контура «кабель – входная ёмкость» при допустимых просадке напряжения и тепловыделении. За счёт этого накопительный конденсатор выполняет одновременно две функции: служит локальным энергетическим резервом и вносит контролируемые потери в резонансный контур, переводя переходный процесс в апериодический или слабоколебательный режим без введения дополнительного последовательного сопротивления в силовую линию.

Параллельно накопительному конденсатору у входного разъёма размещаются керамические конденсаторы MLCC малой и средней ёмкости с минимальной индуктивностью подключения. Их назначение состоит не в демпфировании низкочастотного резонанса, а в шунтировании высокочастотных составляющих тока, локализации токовых петель вблизи входа

платы и снижении проникновения помех в кабельную линию. Далее по плате локальные блокировочные конденсаторы у микросхем замыкают импульсные токи непосредственно в точках потребления. Тем самым входной узел получает согласованную структуру, в которой накопительные конденсаторы формируют устойчивое поведение системы в области низких частот, а MLCC обеспечивают низкий импеданс в средней и высокочастотной области.

Принципиально важным является то, что устойчивость входного узла достигается не простым наращиванием низкоимпедансной керамической ёмкости и не обязательным включением последовательной ферритовой бусины или дросселя, а согласованием параметров кабеля, источника питания, накопительной ёмкости и нагрузки. Такой подход позволяет во многих практических случаях снизить зависимость решения от дефицитных токо-ограниченных последовательных компонентов, упростить компоновку и получить предсказуемую форму переходного процесса при сохранении требуемого уровня высокочастотного шунтирования.

4. Заключение

В статье рассмотрена задача формирования устойчивого входного узла высоконагруженного питания печатной платы МПС при подключении через длинный кабель в условиях ограниченной доступности компонентной базы. Показано, что индуктивность кабеля и входная ёмкость образуют резонансный контур, который, при недостаточном демпфировании, вызывает звон, провалы/выбросы напряжения, рост циркулирующих токов и ухудшение ЭМС. Установлено, что простое наращивание количества низкоимпедансных керамических ёмкостных элементов может повышать добротность контура и усиливать колебания, а применение ферритовых бусин не всегда эффективно из-за частотного несоответствия, токовых ограничений и влияния DC-bias.

Предложенное решение основано на разделении функций компонентов: bulk-конденсатор подбирается таким образом, чтобы его *ESR* попадал в диапазон, обеспечивающий демпфирование низкочастотного резонанса при допустимой просадке напряжения, а MLCC малой/средней ёмкости у разъёма обеспечивают локализацию высокочастотных токов и снижение импеданса в частотной области, где эффективность bulk-конденсатора ограничена его паразитной индуктивностью. Такой подход

позволяет получить апериодический или слабоколебательный переходный процесс, снизить уровень высокочастотных токов в кабеле и повысить устойчивость работы устройства при меньшей зависимости от дефицитных последовательных ферритовых элементов. Результат должен подтверждаться измерениями переходных процессов и, при необходимости, уточнением модели с учётом

$ESR(f)$, паразитной индуктивности и параметров кабеля.

Работа выполнена в рамках государственного задания НИЦ «Курчатовский институт» – НИИСИ по теме FNEF-2024-0003 этап 2026 года.

Providing stable power supply to the printed circuit board of a microprocessor system when connected via a long cable

I. A. Lafazan

Abstract. This article considers the problem of creating a stable input power supply node for a printed circuit board (PCB) of a microprocessor system connected to a power source via a long cable. It is shown that under these conditions, the use of expensive, large-capacity ceramic capacitors without taking damping into account can lead to an unstable transient process, since the cable inductance, together with the input capacitance, form a resonant circuit with a sufficiently high Q factor. An approach to constructing an input power supply node is proposed that ensures damping of resonant processes without excessive voltage drop and overheating, shunting of high-frequency current components, and localization of interference. The main idea of this approach is to use the ESR of the storage input capacitor as a means of resonance damping, and to compensate for the effect of series inductance with small-value ceramic capacitors. It is shown that a similar principle is unacceptable in local decoupling circuits of microcircuits. Recommendations are provided for selecting the range of equivalent series resistance values, the nominal values of input capacitors, and the placement of components on the PCB.

Keywords: printed circuit board, power supply, quality factor, input filter, resonance

Литература

1. Texas Instruments. LMZ21701 1-A Nano Module With 17-V Maximum Input Voltage: Datasheet [Electronic resource] // Texas Instruments : website. — 2018. — URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmz21701.pdf> (дата обращения: 14.05.2026).
2. Klein S. Input Filter for DCDC Converter. Design and Application Considerations of Input Filter to Reduce Conducted Emissions Caused by DC/DC Converter: Application Note No. 62AN101E Rev.003 [Electronic resource] // ROHM Co., Ltd. : website. — 2020. — URL: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/input_filter_for_dcdc_converter_appli-e.pdf (дата обращения: 14.05.2026).
3. H. Johnson, M. Graham. High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic. Prentice Hall PTR, 1993.
4. Робертс С., Гончаров И. Решение проблем с пусковым током источников питания // Электронные компоненты. — 2020. — № 12. — С. 40–42. — URL: <https://www.elcomdesign.ru> (дата обращения: 19.03.2026).
5. Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation. Load Transient Response of LDO and Methods to Improve It: Application Note [Electronic resource] // Toshiba : website. — 2021. — URL: https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20210326_AKX00312.pdf?did=66268 (дата обращения: 14.05.2026).
6. Texas Instruments. TPS7B84-Q1 150-mA, 40-V, Adjustable, Low-Dropout Regulator [Electronic resource] // Texas Instruments : website. — 2025. — URL: <https://www.ti.com/lit/gpn/tps7b84-q1> (дата обращения: 14.05.2026).

7. Texas Instruments. TPS7A20 300-mA, Ultra-Low-Noise, Low-IQ, High PSRR LDO [Electronic resource] // Texas Instruments : website. — 2024. — URL: <https://www.ti.com/product/TPS7A20> (дата обращения: 14.05.2026).
8. Baker B. Is Your Op Amp Filter Ringing? Look at Q! [Electronic resource] // Texas Instruments : website. — 2015. — URL: <https://www.ti.com/document-viewer/lit/html/ssztcml> (дата обращения: 14.05.2026).
9. «Затухающий гармонический осциллятор [Электронный ресурс] // StudFiles : сайт. — URL: <https://studfile.net/preview/15835505/page/7/> (дата обращения: 14.05.2026).
10. National Semiconductor. LM1117/LM1117I 800mA Low-Dropout Linear Regulator [Электронный ресурс] URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117.pdf> (дата обращения: 19.12.2025)
11. National Semiconductor. LP2950/LP2951 Series of Adjustable Micropower Voltage Regulators [Электронный ресурс] URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp2950-n.pdf> (дата обращения: 19.12.2025)

Поступила в редакцию / Received: 19.05.2026.

Поступила после рецензирования / Revised: 01.07.2026.

Принята к печати / Accepted: 01.07.2026.