

**ПОМЕХИ И ТИПОВЫЕ ОШИБКИ КОНСТРУКТОРСКОГО  
ПРОИСХОЖДЕНИЯ В ДИСКРЕТНО-НЕПРЕРЫВНЫХ  
КАНАЛАХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДАННЫХ**

*МАРИНОВ В. Д., ТЫНЫНЬКА А. Н.*

Одесский национальный политехнический университет,  
пр. Шевченко, 1, г. Одесса, Украина, 65044  
polalek562@gmail.com

**ПЕРЕШКОДИ І ТИПОВІ ПОМИЛКИ КОНСТРУКТОРСЬКОГО  
ПОХОДЖЕННЯ В ДИСКРЕТНО-БЕЗПЕРЕРВНИХ  
КАНАЛАХ ПЕРЕТВОРЕННЯ ДАНИХ**

*МАРИНОВ В. Д., ТИНИНИКА О. М.*

Одеський національний політехнічний університет,  
пр. Шевченка, 1, м. Одеса, Україна, 65044  
polalek562@gmail.com

**INTERFERENCE AND TYPICAL ERRORS OF THE CONSTRUCTOR  
ORIGINS IN DISCRETE-CONTINUOUS  
CHANNELS OF DATA TRANSFORMATION**

*MARINOV V., TYNYNYKA A.*

Odessa National Polytechnic University,  
Shevchenko Avenue, 1, Odessa, Ukraine, 65044  
polalek562@gmail.com

**Аннотация.** Классифицированы и описаны помехи, подробно рассмотрены причины возникновения помех из-за неудачных конструкторских решений при построении дискретно-непрерывных каналов преобразования данных. На основании рассмотрения особенностей непрерывных и дискретных частей канала даны рекомендации по конструкторским мерам (приёмам) уменьшения отражения падающих волн от конца линии и уменьшения опасности проникновения помех в канал. Приведена модель ошибок в канале связи.

**Ключевые слова.** помехи, канал преобразования данных, заземление, экранирование, модель ошибок.

**Анотація.** Класифіковані і описані перешкоди, детально розглянуті причини виникнення перешкод через невдалі конструкторські рішення при побудові дискретно-безперервних каналів перетворення даних. На підставі розгляду особливостей безперервних і дискретних частин каналу надано рекомендації щодо конструкторських заходів (прийомів) зменшення відбиття падаючих хвиль від кінця лінії і зменшення небезпеки проникнення перешкод в канал. Наведено модель помилок в каналі зв'язку.

**Ключові слова.** перешкоди, канал перетворення даних, заземлення, екранування, модель помилок.

**Annotation.** The noise is classified and described, the reasons for the occurrence of interference due to unsuccessful design decisions in the construction of discrete-continuous data conversion channels are discussed in detail. Based on the consideration of the features of continuous and discrete parts of the channel, recommendations are given on design measures (reception) for reducing the reflection of the incoming waves from the end of the line and reducing the danger of interference into the channel. A model of errors in the communication channel is given.

**Keywords.** interference, data conversion channel, grounding, screening, model errors.

**Постановка задачи**

Ошибки, возникающие при приёме и обработке сообщений, в значительной мере определяются видом и интенсивностью помех, действующих в канале. Специалисты по

обработке сигналов, борясь с возможными ошибками, разрабатывают всё новые методы помехоустойчивого кодирования и алгоритмы декодирования передаваемых сообщений [1,2], требующие больших усилий и затрат и при разработке, и в процессе организации канала, в то время как значительного снижения уровня помех, приводящих к ошибкам, можно достичь устранением неудачных конструкторских решений.

В зависимости от места нахождения источника помех различают внутренние и внешние помехи. К внутренним относятся шумы устройств системы передачи данных и электрические сигналы, попадающие в приемник по внутренним цепям вследствие плохого экранирования или развязки между устройствами. Последний вид помех часто связан с ошибками в конструкции системы передачи данных, на них не всегда должно внимание обращают разработчики. Подробно рассмотреть их – задача настоящей работы.

#### **Описание помех**

Системы обработки сигналов обычно требуют применения устройств, работающих со смешанными сигналами, таких как аналого-цифровые преобразователи (АЦП), цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), а также быстрые цифровые процессоры обработки сигналов. Обработка аналоговых сигналов, имеющих достаточно широкий динамический диапазон, повышает требования к техническим характеристиками АЦП и ЦАП. Поддержание широкого динамического диапазона и низкого уровня шумов и помех в жёстких условиях цифрового окружения в значительной мере зависит от использования подходящих методов создания высокоскоростных цепей, включающих в себя правильную проводку сигнала, развязку и правильное выполнение заземления.

В прошлом низкочастотные системы высокой точности рассматривались чаще всего отдельно от так называемых высокоскоростных систем [3]. По отношению к АЦП и ЦАП частота выборки обычно использовалась в качестве критерия для разделения систем по скорости. На практике большинство современных интегральных схем для обработки сигналов являются высокоскоростными, и поэтому их всегда следует рассматривать как таковые для того, чтобы сохранить их высокие эксплуатационные характеристики. Это справедливо для быстрых цифровых процессоров и в равной мере для АЦП и ЦАП. Все АЦП со схемами выборки, используемые для обработки сигналов, работают с относительно высокими тактовыми частотами, а главное – с крутыми фронтами нарастания и спада сигналов (обычно время нарастания и спада сигналов не превышает нескольких нс), и их следует рассматривать как высокоскоростные устройства даже в случаях, когда их производительность оказывается невысокой.

Вопрос усложняется ещё больше тем, что интегральные схемы со смешанными сигналами имеют как аналоговые, так и цифровые порты, и требуется единый подход к выполнению заземления, который будет эффективным в большинстве устройств со смешанными сигналами и обеспечит минимальный уровень помех конструкторского происхождения.

Для всех современных аналоговых цепей очень важно поддержание низкого импеданса земляных цепей большой площади. Такая земляная шина не только замыкает цепь для токов высокой частоты, вызванных быстрой цифровой логикой, она также уменьшает излучение электромагнитных радиочастотных помех. Вследствие её экранирующего действия уменьшается и влияние внешней электромагнитной радиочастотной помехи. Земляные шины позволяют передавать высокоскоростные цифровые или аналоговые сигналы, используя технику полосковых линий, где требуется соблюдение точной величины импеданса.

Внутренний шум, обусловленный хаотическим движением носителей зарядов, принципиально неустраним, хотя может быть в значительной степени ослаблен применением качественных узлов и деталей, а также снижением рабочей температуры.

Различают тепловой, дробовой шум и фликкер-шум. Тепловой шум обусловлен тепловым движением носителей заряда, приводящим к появлению случайной разности

потенциалов. Он представляет собой гауссовский случайный процесс с нулевым средним и спектральной плотностью мощности

$$N_0(f) = \frac{hf}{\exp(hf/kT_0) - 1},$$

где  $h = 6,66 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T_0$  – абсолютная температура источника шума, К;  $f$  – частота, Гц.

Дробовые шумы различных устройств систем передачи данных обусловлены дискретной природой носителей заряда. Статистические характеристики дробового шума такие же, как у теплового.

Если сигнал обрабатывается в видимом диапазоне частот, то частью суммарного шума является фотонный шум, который характеризуется исключительно свойством светового потока. Он представляет собой случайные изменения количества фотоэлектронов в сигнальном пакете. Фактически фотонный шум – это разновидность дробового шума источника, поскольку является следствием дискретной природы света.

Существует шум генерации и рекомбинации основных носителей, возникающий в транзисторах при распределении тока эмиттера между базой и коллектором.

Фликкер-шум, называемый также  $1/f$ -шумом или контактным шумом, – это избыточный шум, вызываемый случайными флюктуациями тока, причиной которых являются дефекты в материалах. Такой шум присущ всем электрорадиоизделиям.

Механизмы возникновения фликкер-шума разнообразны. В биполярных транзисторах он вызывается ловушками, связанными с загрязнениями и дефектами кристаллической решётки в переходе между базой и эмиттером. В полевых транзисторах с управляющим  $pn$ -переходом он вызывается генерацией носителей в ловушках обеднённого слоя канала. В MOSFET-транзисторах главными виновниками шума являются поверхностные дефекты. Фликкер-шумы от различных источников суммируются согласно правилу сложения среднеквадратических значений, после чего шум описывается одним источником, характеризующимся одной результирующей плотностью шума.

К перечню шумов, действующих в дискретно-непрерывных каналах, следует добавить ещё шум квантования – наиболее широко известный шум преобразователей данных. Своим происхождением он обязан ошибкам, присущим процессам дискретизации, что лежат в основе любого преобразователя. Уровень такого шума определяется тремя факторами: разрешением, дифференциальной нелинейностью и шириной полосы частот.

Квантованию присуща неопределённость, возникающая при разбиении непрерывного сигнала на  $2^K$  дискретных уровня, где  $K$  – разрешение в битах. Все аналоговые напряжения, попадающие в пределы одного шага квантования, будут представлены одним и тем же кодом, что и приводит к неопределённости квантования, фактически – ошибке. Среднеквадратическое значение этой ошибки и есть шум квантования, её уровень обратно пропорционален  $2^K$ .

Для полноты можно упомянуть ещё шум темнового тока, хотя по уровню он уступает шумам иного происхождения. Он представляет собой процесс самопроизвольной генерации неосновных носителей в полупроводнике под действием температуры, что характеризуется накоплением заряда даже при передаче нуля. Термин появился в своё время и сейчас чаще используется для описания наложения шума на телевизионный сигнал, где он характеризуется накоплением темнового заряда даже при отсутствии светового сигнала на входе фотоприёмника. Основной составляющей темнового сигнала является термоэлектронная эмиссия. С понижением температуры уровень темнового сигнала снижается. Накопленному темновому заряду также свойственны дробовые шумы. Процесс самопроизвольной генерации неосновных носителей в полупроводнике описывается плотностью темнового тока.

Источников шума много, но все природные феномены, которые имеют квантовую структуру и генерируют случайный шум, обладают одним свойством, общим с тепловым шумом – они имеют однородный спектр, равномерно распределённый в широкой полосе частот (до 5 ТГц). Поэтому при оценке шума все такие источники можно рассматривать как тепловой шум, что позволяет универсализировать их описание и толкование. Мощность шума можно записать в виде

$$P_d = k \times T \times F,$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура, К;  $F$  – полоса используемых частот, Гц;  $P_d$  – мощность, достижимая только при согласованной нагрузке, когда нет отражённой волны, Дж/с.

Постоянная Больцмана характеризует среднюю величину выделяемой кинетической энергии на один градус температуры. Присутствующая в формуле температура  $T$  указывает на то, что с её ростом выделяется большая мощность. Полоса  $F$  подчёркивает широкополосную природу шума.

### Конструкторские ошибки и правила защиты от помех

Характерной причиной помех в высокоскоростных каналах являются отражённые волны в проводниках печатных плат. Чтобы избежать отражения, проводники следует нагружать на их волновые (характеристические) сопротивления. Сформулировано [3] полезное эмпирическое правило для определения, когда необходимо выполнять согласование. Нагружать линию её волновым сопротивлением следует тогда, когда задержка распространения сигнала в одну сторону печатного проводника превышает половину времени переднего фронта, если он круче заднего, или заднего фронта в противном случае. Эмпиричность здесь состоит в использовании в качестве маркера рубежной скорости распространения волны вдоль печатного проводника величины 5 см/нс. Например, печатный проводник для высокоскоростной логики с временем нарастания 2 нс следует нагружать на его волновое сопротивление, если длина проводника равна или превышает 10,1 см, а если время нарастания 2,5 нс, то 12,7 см.

То же правило полезно и в аналоговых цепях для нахождения длины проводника, при превышении которого с проводником необходимо обращаться как с длинной линией. Пример: если расчётная максимальная частота сигнала  $f_{\max}$ , то эквивалентное время нарастания фронта  $t_a = 0,35/f_{\max}$ . Максимально допустимую длину печатного проводника получим, умножая  $t_a$  на 5 см/нс. К примеру, при максимальной частоте 0,35 ГГц время нарастания составит 1 нс, и если длина печатного проводника, доставляющего этот сигнал к нагрузке, превышает 5 см, проводник следует считать длинной линией и нагружать на волновое сопротивление. Рассчитать его можно по формуле

$$Z = \frac{87}{\sqrt{\varepsilon + 1,41}} \ln \frac{0,1519D}{0,0226h + 0,0254d},$$

где  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость материала печатной платы;  $D$  – толщина платы между металлическими слоями, мм;  $d$  – толщина печатного проводника, мм;  $h$  – ширина печатного проводника, мм.

Время прохождения сигнала по печатному проводнику в одну сторону равно

$$t_c = 3,337 \sqrt{0,475\varepsilon + 0,67} \text{ нс/м.}$$

Если, например, рассмотреть проводник многослойной печатной платы толщиной 0,0356 мм, шириной 0,2032 мм, проходящий на расстоянии 0,5334 мм от шины земли, и принять, что диэлектрическим материалом платы является стеклотекстолит FR-4 – основной конструкционный материал для изготовления жёстких печатных плат, с

диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 5,4$  [4], то расчёт по приведенным формулам даст такие результаты: волновое сопротивление  $Z = 86,25$  Ом и время  $t_c = 6$  нс/м, что соответствует скорости  $0,167$  м/нс.

Более радикальный и надёжный способ, предохраняющий чувствительные аналоговые цепи от воздействия сигналов быстрой логики, заключается в физическом разделении обеих цепей. Кроме того, не следует использовать излишне быстродействующие полупроводниковые приборы. Хотя, если ради, например, единообразия электрорадиоизделий в системе использование излишне быстродействующего логического семейства будет признано целесообразным, можно замедлить скорость переключений использованием последовательного резистора. Вместе с входной ёмкостью следующего вентиля он образует НЧ-фильтр. Входная ёмкость типового КМОП-вентиля составляет 10 пф. Последовательный резистор позволит выбрать минимально допустимый ток переключения, замедлит фронты сигналов там, где высокое быстродействие не требуется, и может исключить необходимость использования техники длинных линий.

Естественные внешние помехи возникают из-за различных электромагнитных процессов, происходящих в атмосфере, ионосфере, космическом пространстве, а также излучения земной поверхности. Наиболее мощным источником атмосферных помех являются электрические грозовые разряды, которые приводят к излучению электромагнитной энергии.

Кроме того, помехи создаются различными промышленными установками, медицинской аппаратурой, транспортом, линиями электропередач и другими электроустановками. В большинстве случаев они представляют собой последовательности импульсов – периодические, почти периодические или непериодические.

В ряде случаев для каких-то участков схемы или линий передачи роль источников внешних помех могут играть схемы обработки сигнала на других участках.

В зависимости от диапазона частот и условий, в которых работает система передачи информации, наибольшее воздействие оказывает тот или иной вид помех. От таких помех систему нужно корректно защитить.

Прежде всего следует определить, в ближней или дальней области поля расположен приёмник помехи. Если схема работает в ближней (индукционной) области поля, то характеристики поля определяются источником помехи. Если схема или линия передачи расположена в дальней области поля, тогда характеристики поля определяются средой передачи. Всё зависит от длины волны помехи  $\lambda$ . Схема находится в ближней области, если расстояние до источника помехи меньше  $\lambda/2\pi$ . К примеру, если помеха, вызванная фронтом импульса, имеет верхнюю частоту спектра  $0,5$  ГГц, то длина волны составляет  $56,9$  см, а граница между ближней и дальней областью поля равна  $9,06$  см.

В дальней области поля волновое сопротивление  $Z = 377$  ом, в ближней области сопротивление зависит от помехи и расстояния до источника. В случае высокоскоростной цифровой цепи сопротивление будет превышать  $377$  ом.

Чувствительные схемы и линии передачи подлежат экранированию от таких помех с помощью оболочек из проводящих материалов различных конструкций. Эффективность проводящего экрана определяется потерями на отражение падающей волны помехи и поглощением прошедшей части волны внутри экранирующего материала. Потери отражения между двумя средами зависят от разности волновых сопротивлений двух сред. И для электрических, и для магнитных полей потери отражения зависят от частоты помехи и материала экрана. Для электрических они могут быть выражены в децибелах формулой

$$R_e = 322 + 10 \log(\sigma / \mu l^2 f^3),$$

где  $\sigma$  – удельная проводимость материала экрана, См/м;  $\mu$  – удельная магнитная проницаемость материала экрана, Гн/м;  $l$  – расстояние до источника помехи, м;  $f$  – частота помехи, Гц.

Для магнитных полей потери в децибелах вычисляются по формуле

$$R_m = 14,6 + 10\log(\sigma l^2 f / \mu).$$

Ослабление и электрического, и магнитного полей из-за поглощения в экранирующих материалах определяется в децибелах по формуле

$$W = 131d\sqrt{\sigma\mu f},$$

где  $d$  – толщина экрана, м.

Правильно сконструированная экранирующая оболочка без отверстий существенно уменьшает проникновение внешней помехи внутрь и сгенерированной внутри – наружу. Но важно оценить эффективность экранирования, если по конструктивным соображениям в оболочке нужны отверстия. Поскольку отверстия ведут себя подобно щелевым антеннам, наибольшее влияние на эффективность  $E$  экранирования оказывает наибольший размер отверстия в оболочке. Эффективность экранирования в децибелах

$$E = 20\log(\lambda/2D),$$

где  $\lambda$  – длина волны помехи;  $D$  – максимальный размер отверстия.

Наибольшее излучение электромагнитной помехи через отверстие соответствует максимальному размеру отверстия, равному половине длины волны помехи, эффективность экранирования тогда 0 дБ.

Удобной в практике маркерной точкой является отверстие с максимальным размером меньше  $\lambda/20$ , такой размер гарантирует эффективность экранирования 20 дБ. И если конструктором рассчитана необходимая, например, для конвективного охлаждения суммарная площадь отверстий, её следует обеспечивать за счёт большего числа мелких отверстий, по крайней мере меньших величины  $\lambda/20$ . Кроме того, их предпочтительнее располагать в экране с разных сторон [5], поскольку тогда отверстия излучают энергию в разных направлениях.

Следует обращать внимание на возможные стыки в экранной оболочке и использовать проводящие уплотнения, чтобы ограничить максимальный размер любой щели. В тех применениях, где используются неэкранированные вставки кабелей или проводов, рекомендуется применять фильтры в точке их ввода в экран [6].

Существенным по интенсивности источником излучаемых и принимаемых помех может стать неправильное использование оплётки кабелей. Способ правильного заземления оплётки зависит от частоты помехи и длины кабеля. Прежде всего нужно определить, является ли кабель на рабочей частоте электрически коротким или длинным. Если используемый кабель выявился электрически длинным, его оплётку лучше заземлять на обоих концах, иначе в несогласованной длинной линии это приведёт к отражениям и стоячим волнам по всей длине кабеля.

Защита от помех с частотой меньше 1 МГц заземлением оплётки с одного конца чаще всего будет приемлемой, для более высоких частот требуется заземление на обоих концах, чтобы оплётка не работала как антенна, излучая и принимая помехи.

Однако следует иметь в виду, что если источник и приёмник полезного сигнала удалены друг от друга, между ними обычно существует заметная разность потенциалов на частоте, как правило, питающей сети (и её гармоник). Это означает, что по оплётке текут шумовые токи, и ко входу приёмника будет приложено некоторое шумовое напряжение. В таком случае оплётку на приёмном конце можно заземлить через низкоиндуктивный конденсатор небольшой ёмкости, примерно 0,01...0,1 мкФ. Это будет заземление для радиочастотных токов, но разрыв цепи для токов с частотой 50 Гц.

Есть ещё способ разорвать цепь земли и не вводить дополнительные шумы с этой стороны: разрыв кондуктивных связей в каких-то точках тракта с помощью

трансформаторов (и трансформаторов питания, и разделительных между каскадами) или с использованием оптических интегральных схем. В последнем случае ток сигнала протекает через светодиод передающей стороны, затем световой сигнал принимается фототранзистором, работающим в режиме насыщения. Для цифровых схем этот вариант идеален, применению в аналоговых каскадах мешает высокая нелинейность преобразований.

Упрощённую физическую модель образования помех при высокой нагрузке канала можно представить в виде последовательно включенных генератора белого шума и фильтра с изменяющейся во времени по случайному закону частотной характеристикой.

Спектральную плотность мощности помех  $N(t, f)$  как случайный процесс можно достаточно полно охарактеризовать плотностью вероятности  $q_{t,f}(N)$  и корреляционными функциями флуктуаций во временной и спектральной областях  $K_N(\tau)$  и  $K_N(\nu)$ . Параметрами корреляционных функций являются интервал корреляции во времени  $\tau_k$  и интервал корреляции по частоте  $\nu_k$ .

Если число помех, попадающих в полосу сигнала, ограничено, то предложенная модель не всегда применима. В этом случае поступающую на вход приемной части системы обработки данных смесь приходится представлять в виде суммы полезного сигнала и ограниченного числа аддитивных помех с известными или неизвестными статистическими характеристиками

$$\gamma_i(t) = A_i(t) \cos[\omega_{cp} \cdot t + \theta_i(t)],$$

где огибающая  $A_i(t)$  и фаза  $\theta_i(t)$  помехи могут быть как случайными, так и детерминированными процессами.

### Заключение

В работе обращено внимание разработчиков каналов преобразования данных на конструкторские приёмы уменьшения внутренних и внешних помех, приводящих к ошибкам при приёме и обработке сообщений. Очевидно, что неудачные конструкции высокоскоростных цепей сильно затрудняют достижение низкого уровня шумов и помех.

### ЛИТЕРАТУРА

- 1 Сидоркина Ю. А., Шахтарин Б. И., Балахонов К. А. Анализ эффективности современных помехоустойчивых кодов / Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. "Приборостроение". – 2014. – №6. – С. 108-116.
- 2 Kumar A.A., Makur A. Improved coding-theoretic and subspace-based decoding algorithms for a wider class of dct and dst codes. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, vol. 58, iss. 2, pp. 695-708.
- 3 Ott H. Noise Reduction Techniques in Electronics Systems, New York, John Wiley & Sons, 1988.
- 4 ГОСТ 26246.5-89.
- 5 Morrison R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation, New York, John Wiley & Sons, 1998.
- 6 Kester W., Bryant J. Grounding in High Speed Systems, High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996, Chapter 7, p. 7-27.

### REFERENCES

- 1 Sidorkina Ju. A., Shahtarin B. I., Balahonov K. A. Analiz effektivnosti sovremennyh pomehous-toitchivyh kodov / Vestnik MGTU im. N. E. Bauman. Ser. "Priborostroenie", №6 (2014): 108-116.
- 2 Kumar A.A., Makur A. Improved coding-theoretic and subspace-based decoding algorithms for a wider class of dct and dst codes. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, vol. 58, iss. 2, pp. 695-708.
- 3 Ott H. Noise Reduction Techniques in Electronics Systems, New York, John Wiley & Sons, 1988.
- 4 ГОСТ 26246.5-89.
- 5 Morrison R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation, New York, John Wiley & Sons, 1998.
- 6 Kester W., Bryant J. Grounding in High Speed Systems, High Speed Design Techniques, Analog Devices, 1996, Chapter 7, p. 7-27.