

Продолжение. Начало — № 12/2004

Скремблирование передаваемых данных

Прежде, чем предложить решение, лишенное недостатков устройств, описанных в предыдущей части статьи, рассмотрим преимущества, которые достигаются благодаря применению скремблирования данных, а также обсудим вопросы устойчивости скремблеров по отношению к нежелательным последовательностям битов.

ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ

При передаче данных по линии связи применяют различные способы кодирования. В частности, широко распространенное получило NRZ-кодирование и его модификации [5]. Для передачи нулевых и единичных битов выделяются одинаковые интервалы времени — «битовые интервалы». В каждом битовом интервале в зависимости от значения передаваемого бита (лог. 1 или 0) между проводами витой пары (двухпроводной линии) присутствует положительное или отрицательное напряжение. Применительно к оптоволоконным линиям в каждом битовом интервале по оптическому волокну передается или не передается световой поток.

Такое кодирование неприменимо в случаях, когда по линии могут передаваться очень длинные цепочки из одинаковых битов. Тогда состояние линии будет оставаться неизменным на протяжении длительного интервала времени, и синхронизация приемника с передатчиком может нару-

шиться. Действительно, приемник надежно восстанавливает синхросигнал только тогда, когда паузы между изменениями сигнала в линии не слишком велики. Изменение сигнала в линии после незначительной паузы позволяет всякий раз корректировать «ход часов» приемника. С увеличением паузы надежность «службы времени» падает. Например, после передачи серии из 10000 нулей приемник, вероятнее всего, не сможет с уверенностью определить, находится ли последующая единица на позиции 9999, 10000 или 10001. То же относится и к передаче длинных цепочек лог. 1. Другими словами, при передаче достаточно большой последовательности нулей или единиц приемник теряет синхронизацию с передатчиком.

На практике данные группируют в кадры постоянной или переменной длины. Каждый кадр содержит некоторую служебную информацию, например, флаговый код начала кадра, причем эта информация заведомо не является последовательностью одинаковых битов. Это облегчает поддержание синхронизации, так как возможная однородность пользовательских данных периодически нарушается заведомо неоднородными служебными данными. Тем не менее, для повышения надежности синхронизации желательно исключить из потока пользовательских данных длинные последовательности нулевых или единичных битов. Это и делается с помощью скремблирования — це-

почки нулевых или единичных битов (и не только они) преобразуются в псевдослучайные битовые последовательности, в которых вероятность изменения уровня сигнала в каждом последующем битовом интервале (по отношению к текущему уровню) равна $1/2$.

В подтверждение сказанного об устойчивости синхронизации рассмотрим цепь выделения синхросигнала и данных из сигнала в линии (рис. 4, а) [5].

Узел содержит входной усилитель, генератор PLL с фазовой автоподстройкой частоты, инвертор и триггер D2. Генератор PLL включает в себя триггер D1, фильтр низких частот (RC-цепь) и генератор VCO (Voltage Controlled Oscillator), управляемый напряжением U. Триггеры D1 и D2 принимают данные с входов D по фронту сигнала на входе С. Генератор VCO формирует выходной синхросигнал CLK (рис. 4, б). Частота этого сигнала в незначительных пределах может изменяться в зависимости от напряжения U на его управляющем входе. С повышением этого напряжения частота уменьшается, и наоборот.

Данные DATA представлены кодом NRZ. Границы битовых интервалов примерно соответствуют моментам формирования спадов сигнала CLK, а середины этих интервалов — моментам T0—T10.

Обратите внимание на нестандартный режим работы триггера D1. Обычно на вход С синхронизации D-триггера подается синхроимпульс, а на вход D — данные. При этом согласно техническим условиям на триггер к моменту формирования фронта синхроимпульса сигнал на входе D данных должен принять установленное значение в течение некоторого «времени предустановки» и сохранять это значение в течение «времени удержания», которое отсчитывается от того же фронта. Здесь же реализован некий противоположный режим. В качестве данных на D-вход триггера поступает синхросигнал, а в качестве синхросигнала данные. При этом в идеальном случае фронт сигнала на входе С должен совпадать с фронтом сигнала на входе D.

Как показано на рис. 4, б затемненными прямоугольниками, существуют области неопределенности моментов формирования фронтов сигнала данных. Неопределенность обусловлена так называемым джиттером (дрожанием фронтов [5]). Джиттеру в равной мере подвержены и спады

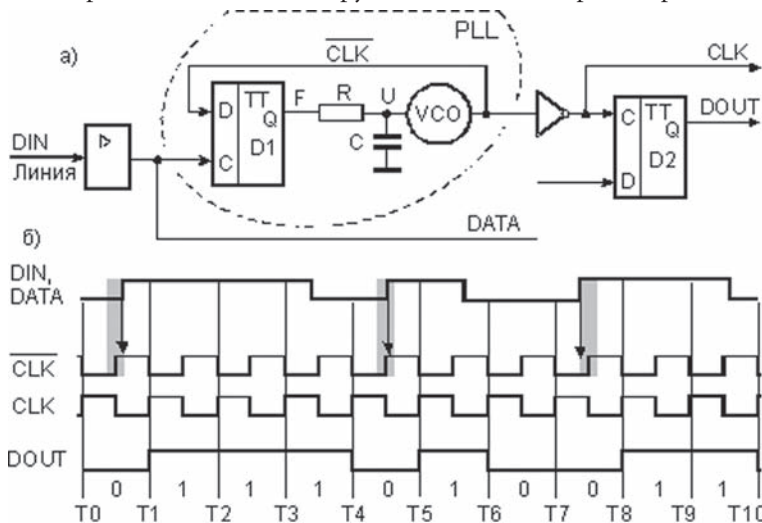


Рис. 4

входного сигнала, но они нас в данном случае не интересуют.

Предположим, что генератор VCO уже вошел в синхронизацию с сигналом, поступающим из линии. В этом случае фронты сигнала DATA с равной вероятностью совмещены во времени с нулевыми или единичными уровнями инвертированного сигнала CLK. На рисунке вертикальные стрелки показывают, что два фронта сигнала DATA совмещены с единичным уровнем инвертированного сигнала CLK, а третий — с нулевым уровнем. При равновероятном приеме в триггер D1 лог. 0 и 1 сигнал F на его выходе постоянно изменяется, но в среднем пребывает в состоянии лог. 0 столько же времени, сколько и в состоянии лог. 1. При этом напряжение U на выходе интегрирующей RC-цепи примерно равно половине напряжения, соответствующего уровню лог. 1 на выходе триггера D1.

Предположим теперь, что вертикальные стрелки в большинстве своем указывают на нулевые состояния синхросигнала с выхода генератора VCO. Это означает, что следует слегка увеличить частоту синхросигнала, что приведет к его незначительному фазовому опережению, т. е. к некоторому «сжатию влево» его временной диаграммы. Это и произойдет благодаря тому, что в данной ситуации сигнал управления F будет преимущественно нулевым, напряжение U снизится, частота сигнала CLK незначительно увеличится.

В противоположной ситуации временная диаграмма синхросигнала исходно чуть смещена влево относительно показанной на рисунке. Тогда стрелки должны преимущественно попадать на единичные состояния синхросигнала. Это означает, что синхросигнал вырабатывается с опережением, и его следует задержать. Средством задержки служит незначительное снижение частоты. Оно достигается благодаря тому, что в данной ситуации управляющий сигнал F преимущественно равен единице, напряжение U повышается, частота незначительно снижается.

В результате малых постоянных колебаний около равновесного состояния осуществляется статистически наиболее правильная привязка синхросигнала CLK к сигналу DATA. Такая привязка обеспечивает стабильность данных на входе D триггера D2 в момент прохождения фронта сигнала CLK. Таким образом, на выходе

схемы формируется синхросигнал и данные, выделенные из входного сигнала DIN.

Если сигнал DIN в течение длительного времени остается неизменным, то управление генератором VCO теряется, так как постоянно действующий на него через интегрирующую цепь нулевой или единичный сигнал F вызывает неуклонное повышение или снижение частоты синхросигнала. Скремблирование передаваемого по линии сигнала предотвращает его длительную фиксацию, т. е. повышает надежность синхронизации.

СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ИЗЛУЧАЕМЫХ ПОМЕХ

При распространении сигнала по витой паре проводов кабеля городской телефонной сети неизбежна передача части его энергии на соседние витые пары через паразитные элементы — емкостные и индуктивные, условно показанные на рис. 5 в виде конденсаторов и трансформаторов. При этом наблюдается интересный эффект — регулярная последовательность битов создает более сильные помехи на соседних линиях, чем эта же последовательность, предварительно обработанная скремблером, т. е. преобразованная в псевдослучайную.

В данном примере использован один из способов трехуровневого кодирования данных [5], но все сказанное далее в равной мере относится и к другим способам. Важно, что при заданном способе кодирования форма сигнала в линии зависит от вида передаваемых данных и может в предельных случаях приближаться к синусоиде, либо к шумовому сигналу, не содержащему ярко выраженных периодических составляющих.

Далее для упрощения рассуждений предполагаем, что некоторая регулярная последовательность

битов представлена чисто синусоидальным сигналом, что недалеко от истины.

Как видно из рисунка, и регулярный, и псевдослучайный сигналы имеют одинаковую амплитуду, но уровни наводимых этими сигналами помех различны. При этом форма помехи от синусоидального сигнала повторяет его, а помеха от псевдослучайного сигнала явно отличается по форме от своего прототипа. Почему так происходит? Чем один сигнал «безопаснее» другого с точки зрения наводимых им помех?

Чтобы разобраться в этом, можно рассуждать «от противного». Предположим, что как синусоидальный, так и псевдослучайный сигналы при паразитном прохождении на соседнюю линию кабеля в равной мере ослабляются и наследуют формы породивших их сигналов. Но чтобы это было именно так, паразитная система передачи сигналов с одной линии на другую должна была бы представлять собой идеальный линейный усилитель с коэффициентом усиления, меньшим единицы.

Поясним сказанное двумя известными утверждениями.

Первое необходимое условие неискаженной передачи сложного сигнала через некоторый усилитель — равномерность АЧХ этого усилителя в достаточно широкой полосе частот. Это утверждение не требует особых доказательств.

Второе необходимое условие неискаженной передачи сложного сигнала — фазочастотная характеристика усилителя должна быть линейной. Здесь, по-видимому, нужны некоторые пояснения. Не прибегая к строгим математическим выкладкам, рассмотрим упрощенные модели передачи сигнала через идеальный и неидеальный усилители (рис. 6). В этих

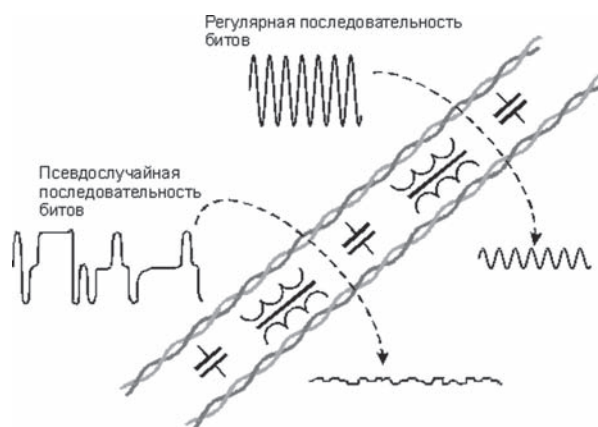


Рис. 5

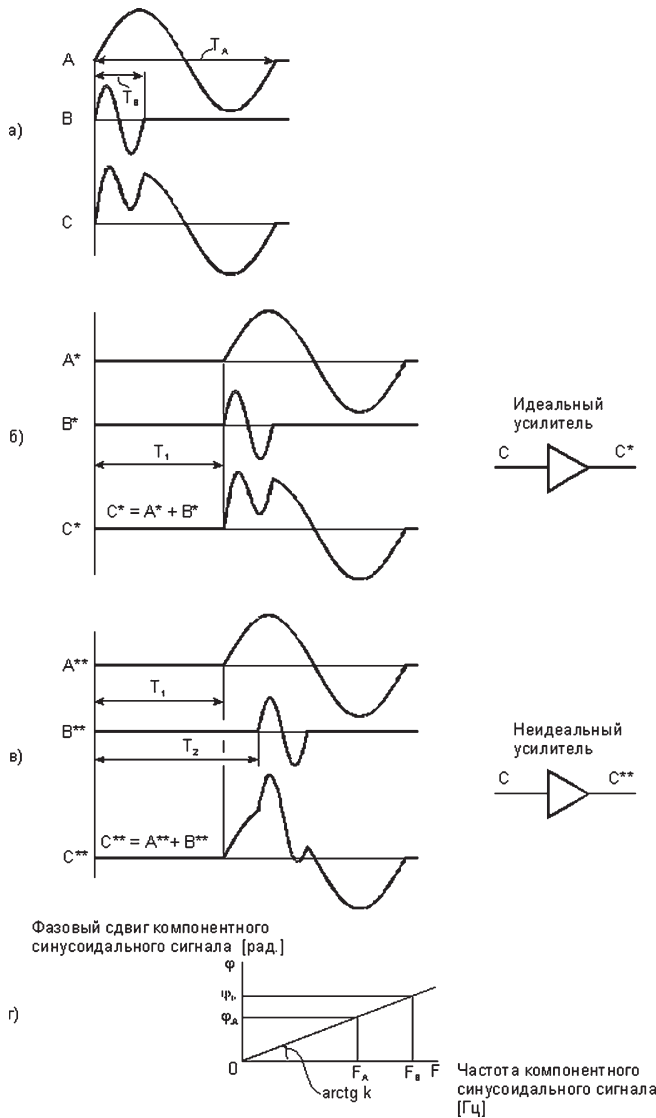


Рис. 6

моделях усилители имеют единичные коэффициенты усиления, что несущественно.

Как показано на рис. 6, а, входной сигнал С усилителей представлен суммой двух компонентных сигналов А и В, каждый из которых содержит ярко выраженную синусоидальную составляющую. Форма сигнала С* на выходе идеального усилителя (рис. 2, б) должна совпадать с формой входного сигнала С, следовательно, компонентные сигналы А* и В*, образующие в сумме сигнал С*, должны находиться в тех же временных соотношениях, что и соответствующие сигналы А, В и С.

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы задержка T₁ распространения обоих компонентных сигналов через усилитель была одинакова. Эту задержку можно выразить как в единицах времени (наносекундах, микросекундах и т. д.), так и в числе периодов T_A или T_B низкочас-

тотной и высокочастотной синусоидальных составляющих сигналов А и В. Последнее означает, что низкочастотное колебание, входящее в состав компонентного сигнала А, задержано на T₁/T_A периодов, а высокочастотное колебание, входящее в состав компонентного сигнала В, задержано на T₁/T_B периодов. Период синусоидального сигнала составляет 360° или 2π в зависимости от принятых единиц измерения. Таким образом, задержку T₁ можно трактовать как фазовый сдвиг φ_A сигнала А на (T₁/T_A) × 2π или как фазовый сдвиг φ_B сигнала В на (T₁/T_B) × 2π. Так как T_B < T_A, то высокочастотный сигнал должен иметь больший фазовый сдвиг при распространении через усилитель по сравнению с фазовым сдвигом низкочастотного сигнала.

Покажем, что для неискаженной передачи зависимость фазового сдвига от частоты компонентного синусоидального сигнала должна

быть линейной. Если F_A = 1/T_A и F_B = 1/T_B — частоты низкочастотного и высокочастотного колебаний компонентных сигналов на входе усилителя, и единицей измерения фазового сдвига является радиан, можно записать, что

$$\varphi_B = (T_1/T_B) \times 2\pi;$$

$$\varphi_A = (T_1/T_A) \times 2\pi;$$

$$\begin{aligned} \varphi_B - \varphi_A &= (T_1/T_B) \times 2\pi - (T_1/T_A) \times 2\pi = \\ &= T_1 \times 2\pi (1/T_B - 1/T_A) = k(F_B - F_A), \end{aligned}$$

где k = T₁ × 2π.

В полученном соотношении при F_A = 0 φ_A = 0, так как для постоянной составляющей сигнала фазовая задержка равна нулю. С учетом этого получаем условие φ_B = kF_B, которое представляет собой искомого фазочастотную характеристику идеального усилителя и графически отображается в виде прямой, проходящей через начало координат с углом наклона по отношению к горизонтальной оси, равным arctg k (рис. 6, д).

Таким образом, условие равенства временных задержек T₁ всех компонентных синусоидальных сигналов (для неискаженной передачи их суммы) трансформируется в условие линейности фазочастотной характеристики усилителя.

Если временные задержки T₁ и T₂ (рис. 6, в) компонентных синусоидальных сигналов не одинаковы, т. е. фазочастотная характеристика усилителя нелинейна, то сумма С** этих сигналов не соответствует входному сигналу С.

Компонентные сигналы А и В помимо ярко выраженных синусоидальных составляющих содержат бесконечно большое число иных гармоник, о которых не упоминалось в приведенных рассуждениях исключительно с целью упрощения иллюстрации того факта, что фазочастотная характеристика идеального усилителя должна быть линейной.

Возвращаясь к вопросу о том, почему скремблирование уменьшает уровень помех, наводимых на соседние витые пары кабеля, теперь можно утверждать следующее.

1. Для того, чтобы, как синусоидальный, так и скремблированный сигналы в равной мере передавались в виде помех на соседние пары, необходимо выполнение рассмотренных выше весьма специфических

условий передачи, которые, к счастью, на практике не выполняются. Действительно, совершенно невероятно, чтобы система передачи на основе распределенных паразитных параметров кабеля вела себя точно также, как идеальный линейный усилитель.

2. Псевдослучайный сигнал можно представить состоящим из большого числа синусоидальных компонентных сигналов малой амплитуды. Каждый компонентный сигнал достигает точки, в которой измеряется уровень помехи, со случайным фазовым сдвигом и случайным коэффициентом ослаб-

ления, поэтому помехи от компонентных сигналов в значительной мере взаимно уничтожаются, их сумма относительно невелика.

Окончание следует

Борис Шевкопляс,
г. Москва
