

7. Погрешности информационно-измерительных систем

В разделе 1 было отмечено, что одной из основных функций информационно-измерительной системы является получение информации о состоянии объекта с помощью измерительных преобразований множества изменяющихся во времени и распределенных в пространстве величин, характеризующих это состояние [6]. Информацию о значении контролируемой величины получают в результате процесса измерения. В разделе 1 было приведено определение измерения как процесса экспериментального получения одного или более значений величины, которые могут быть обоснованно приписаны величине [8].

В силу несовершенства применяемых методов измерений, а также несовершенства технических средств, реализующих эти методы, полученное в результате измерения значение физической величины не может быть абсолютно точно равно истинному значению этой величины.

В теории измерений приняты следующие постулаты:

- истинное значение измеряемой величины существует;
- истинное значение измеряемой величины отыскать невозможно;
- истинное значение измеряемой величины постоянно.

Таким образом, при любом измерении имеется погрешность, представляющая собой отклонение результата измерений от истинного значения измеряемой величины. В многоканальных измерительных системах возникновение погрешностей обусловлено искажениями измерительных сигналов в процессе их преобразований, передачи и обработки в компонентах измерительной системы.

По **форме представления** погрешности средства измерения делят на абсолютную и относительную [7, 8]. **Абсолютная погрешность** – это разность между измеренным и истинным значениями измеряемой величины:

$$\Delta = A_{\text{изм}} - A_{\text{ист.}} \quad (7.1)$$

Размерность абсолютной погрешности совпадает с размерностью измеряемой величины. **Относительная погрешность** – это модуль отношения абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины

$$\delta = |\Delta / A_{\text{ист.}}|. \quad (7.2)$$

Относительная погрешность – величина безразмерная. В связи с тем, что истинное значение величины отыскать невозможно, стандарт [7] допускает использование на практике отнесения абсолютной погрешности к показанию измерительного прибора.

Чтобы можно было сравнивать по точности измерений измерительные средства с разными пределами измерений, введено понятие приведенной погрешности средства измерений.

Приведенная погрешность – это отношение абсолютной погрешности средства измерения к нормирующему значению

$$\gamma = |\Delta/x_{\text{нм}}|. \quad (7.3)$$

Приведенную погрешность выражают или в относительных единицах или в процентах.

В качестве нормирующего значения $x_{\text{нм}}$ могут быть приняты:

- больший из пределов измерений, если нулевая отметка расположена на краю диапазона измерения;
- сумму модулей пределов измерения, если нулевая отметка расположена внутри диапазона измерения;
- длину шкалы, если шкалы начинается не с нуля.

В зависимости от причин возникновения погрешности подразделяют на инструментальные, методические и субъективные.

Инструментальная погрешность измерения – погрешность из-за несовершенства средств измерений. Эта погрешность подразделяется на основную и дополнительную.

Основная погрешность средств измерений – это погрешность в условиях эксплуатации средства измерений, принятых за нормальные (нормальные температура, давление, влажность, номинальные напряжения питания, отсутствие механических воздействий и т.п.).

Дополнительная погрешность возникает при отличии значений влияющих величин от нормальных. Обычно различают отдельные составляющие дополнительной погрешности, например температурная погрешность, погрешность из-за изменения напряжения питания и т.п.

Методическая погрешность – погрешность измерения, вызванная несовершенством метода измерений. Эта погрешность может возникать из-за принципиальных недостатков метода, из-за неполноты знаний о происходящих при измерениях процессах, из-за неточности применяемых расчетных формул.

Субъективная погрешность обусловлена индивидуальными особенностями лица, выполняющего измерения. Автоматизация средств измерений, имеющая место в ИИС, совершенствование средств управления процессом измерений и средств отображения результатов измерений привели к тому, что субъективные погрешности обычно незначительны.

По зависимости от связи с измеряемой величиной погрешности делятся на аддитивные и мультипликативные.

Аддитивная погрешность (абсолютная) **не зависит** от значения измеряемой величины. Относительная аддитивная погрешность обратно пропорциональна значению измеряемой величины. Аддитивную погрешность еще называют погрешностью нуля.

Мультипликативная погрешность пропорциональна измеряемой величине. Относительная мультипликативная погрешность не зависит от значения измеряемой величины. Мультипликативную погрешность называют погрешностью чувствительности.

Далее рассмотрим характерные для многоканальных измерительных систем погрешности измерений, связанные с наличием коммутирующих устройств в цепях передачи измерительных сигналов, погрешности восстановления по дискретным отсчетам исходных непрерывных сигналов.

По характеру изменения при повторных измерениях погрешности делят на **систематические и случайные**.

Систематическая погрешность измерения – составляющая погрешности, остающаяся постоянной или закономерно изменяющейся при повторных измерениях одной и той же физической величины.

Случайная погрешность измерения – составляющая погрешности измерения, изменяющаяся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины. Случайная погрешность не может быть исключена из результата измерения, но может быть уменьшена путем статистической обработки совокупности наблюдений.

Случайная погрешность является случайной величиной с нулевым математическим ожиданием $M[x]=0$ и дисперсией D , характеризующей разброс случайной величины x вокруг математического ожидания. Для оценки случайной погрешности используют также ее среднеквадратическое отклонение $\sigma = \sqrt{D}$.

7.1. Погрешности, вносимые ключевыми устройствами

Рассмотрим эквивалентную схему ключевого устройства (рис. 7.1) и построенную на ее основе эквивалентную схему коммутатора каналов при одном открытом КУ и остальных закрытых КУ (рис. 7.2).

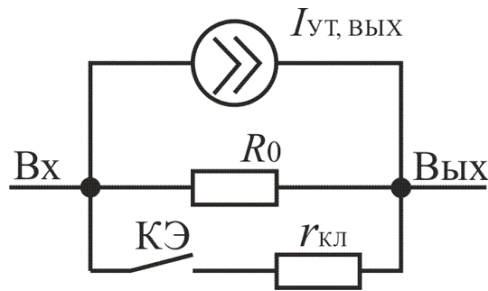


Рис. 7.1. Эквивалентная схема ключевого устройства

Обозначения на рис. 7.1:

$r_{кл}$ – сопротивление ключевого устройства в открытом состоянии (идеальный ключевой элемента КЭ замкнут);

R_0 – сопротивление закрытого ключевого устройства (идеальный ключевой элемента КЭ разомкнут);

$I_{ут, вых}$ – выходной ток утечки через закрытое ключевое устройство.

Сопротивление $r_{кл}$ открытого КУ складывается из сопротивления параллельно соединенных МОП-транзисторов n - и p -типа (см. рис. 5.5). Выходной ток утечки $I_{ут, вых}$ определяется разностью токов утечки одиночных МОП-транзисторов. Значение тока утечки $I_{ут, вых}$ обычно указывается в справочных данных на микросхемы коммутаторов каналов.

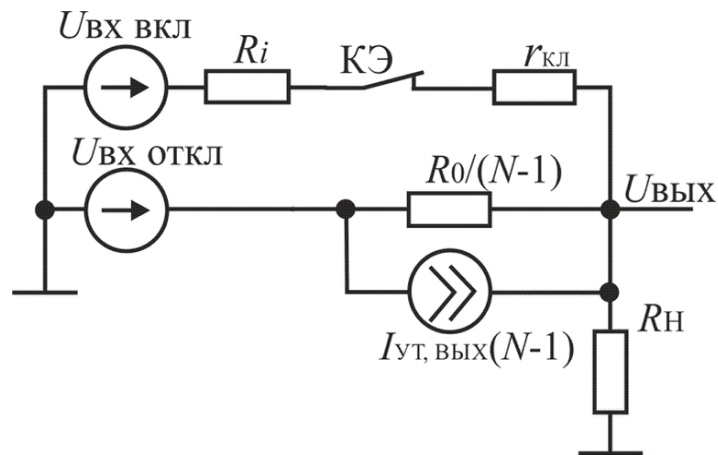


Рис. 7.2. Эквивалентная схема коммутатора каналов

Обозначения на рис. 7.2: $U_{вх вкл}$ – сигнал на входе включенного канала, т.е. на выходе датчика, подключенного в данный момент к выходу коммутатора каналов; $U_{вх откл}$ – сигнал на входе выключенного канала, т.е. на выходе датчика, отключенного в данный момент от выхода коммутатора каналов; R_i – внутреннее сопротивление датчика; R_H – сопротивление нагрузки.

Для дальнейших расчетов принято, что для всех каналов $U_{\text{ВХ}}$ одинаковы, т.е. $U_{\text{ВХ ВКЛ}} = U_{\text{ВХ ОТКЛ}} = U_{\text{ВХ}}$; $R_i \ll R_0$, поэтому для отключенных каналов внутренним сопротивлением датчика R_i можно пренебречь.

Сопротивления R_0 закрытых $(N-1)$ ключевых устройств подключены параллельно сопротивлению нагрузки $R_{\text{Н}}$. Таким образом, эквивалентное сопротивление нагрузки равно

$$R_{\text{НЭКВ}} = \frac{R_{\text{Н}} \frac{R_0}{N-1}}{R_{\text{Н}} + \frac{R_0}{N-1}} = \frac{R_{\text{Н}} R_0}{R_{\text{Н}} (N-1) + R_0}. \quad (7.4)$$

Если $R_{\text{Н}}$ очень велико и число каналов N тоже значительно, то

$$R_{\text{НЭКВ}} \approx \frac{R_0}{N-1}. \quad (7.5)$$

С учетом введенных преобразований (7.4) и (7.5) сигнал на выходе коммутатора каналов можно представить выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_0}{(R_i + r_{\text{КЛ}})(N-1) + R_0} + I_{\text{УТ,ВЫХ}} (N-1)(R_i + r_{\text{КЛ}}) + U_{\text{ВХ}} (N-1) \frac{R_i + r_{\text{КЛ}}}{R_0}. \quad (7.6)$$

Рассмотрим роль каждого слагаемого в (7.6).

Первое слагаемое в (7.6) – составляющая полезного сигнала. Коэффициент при $U_{\text{ВХ}}$ – коэффициент передачи $K_{\text{П}}$ открытого ключевого устройства.

Второе слагаемое представляет собой аддитивную помеху для полезного сигнала (т.е. она складывается с полезным сигналом), обусловленную падением напряжения от суммарного тока утечки КУ закрытых каналов на внутреннем сопротивлении датчика включенного канала и сопротивлении открытого КУ. Она приводит к смещению полезного сигнала относительно истинного значения (погрешность смещения нуля).

Третье слагаемое – тоже аддитивная помеха, обусловленная прохождением сигнала от датчиков закрытых каналов на выход коммутатора каналов. Эта помеха приводит к появлению погрешности взаимного влияния каналов.

Погрешности, вызываемые несовершенством ключевых устройств, относятся к инструментальным погрешностям.

Из рассмотрения (7.6) следует, что аддитивные погрешности смещения нуля и взаимного влияния каналов возрастают при увеличении числа каналов многоканальной измерительной системы.

Одним из путей уменьшения аддитивных составляющих погрешности является построение коммутатора каналов по многоступенчатой структуре (см. раздел 4.3). В этом случае общее число каналов N , делится на несколько групп,

каждая из которых содержит $m < N$ ключевых устройств, выходы которых соединены вместе.

Уменьшить влияние аддитивных низкочастотных помех на измерительный сигнал можно за счет преобразования одиночных дискретных отсчетов измерительных сигналов в сложные дискретные отсчеты [12]. При обработке таких отсчетов на приемной стороне ИИС аддитивные помехи могут быть исключены из восстановленного по дискретным отсчетам непрерывного измерительного сигнала.

Рассмотрим более подробно первое слагаемое выражения (7.6). Коэффициент при $U_{ВХ}$ определяет, как отмечено выше, коэффициент передачи открытого ключевого устройства

$$K_{\Pi} = \frac{R_0}{(R_i + r_{\text{кл}})(N-1) + R_0}. \quad (7.7)$$

Изменение любого из параметров, входящих в (7.7), приводит к изменению коэффициента передачи ключевого устройства, а следовательно к появлению мультипликативной погрешности при передаче сигнала датчика. Как учесть погрешность от изменения коэффициента передачи группового тракта ИИС, было рассмотрено в подразделе 2.4.2.

Разброс параметров ключевых устройств, который всегда имеет место вследствие технологических особенностей производства этих устройств, приводит к тому, что коэффициенты передачи разных каналов не будут равны между собой. Это приводит к возникновению погрешности преобразования, которую называют **неидентичностью канала**. Устранить ее невозможно, но можно оценить.

Погрешность неидентичности каналов, обусловленную разбросом параметров КУ, можно оценить, определяя частные производные от выражения, описывающего коэффициент передачи КУ, по каждому из параметров, входящих в это выражение,

$$\Delta K_{\Pi}(p_i) = \frac{\partial K_{\Pi}}{\partial p_i} \Delta p_i, \quad (7.8)$$

где p_i – i -й параметр, влияющий коэффициент передачи.

Из рассмотрения (7.7) следует, что неидентичность коэффициентов передачи разных каналов определяется разбросом сопротивлений открытого ключевого элемента $r_{\text{кл}}$. Обозначим разброс сопротивлений открытых ключевых устройств как $\Delta r_{\text{кл}}$. Зависимость изменения коэффициента передачи открытого КУ от разброса сопротивлений $r_{\text{кл}}$ определим, дифференцируя (7.7) по $r_{\text{кл}}$:

$$\Delta K_{\Pi}(r_{\text{кл}}) = - \frac{\Delta r_{\text{кл}}(N-1)R_0}{[(R_i + r_{\text{кл}})(N-1) + R_0]^2}. \quad (7.9)$$

Знак «—» показывает, что при увеличении сопротивления открытого ключа, например при повышении температуры окружающей среды, коэффициент передачи ключевого устройства уменьшается.

Относительную погрешность неидентичности каналов $\delta_{\text{НК}}$ определим как модуль от отношения (7.9) к (7.7).

$$\delta_{\text{НК}} = \left| \frac{\Delta K_{\Pi}(r_{\text{кл}})}{K_{\Pi}} \right| = \frac{\Delta r_{\text{кл}}(N-1)}{(R_i + r_{\text{кл}})(N-1) + R_0}. \quad (7.10)$$

Чем больше число каналов, тем сильнее проявляется погрешность неидентичности каналов при неизменных исходных параметрах ключевого устройства.

Экспериментальные исследования [12] разброса сопротивлений открытых ключевых устройств 8-канального коммутаторов каналов типа КР590КН6 дали следующие результаты:

- максимальный разброс $\Delta r_{\text{кл}}(1)$ сопротивлений ключевых устройств, расположенных в одном корпусе микросхемы КР590КН6, составил при температуре 20°C 7 Ом;
- при температуре 60°C разброс $\Delta r_{\text{кл}}(1)$ увеличился до 11 Ом;
- максимальный разброс $\Delta r_{\text{кл}}$ сопротивлений КУ в разных корпусах микросхем КР590КН6 составил при температуре 20°C 35 Ом;
- при температуре 60°C разброс $\Delta r_{\text{кл}}$ увеличился до 41 Ома.

7.2. Погрешности восстановления непрерывных сигналов по дискретным отсчетам интерполяционным способом

В разделе 6.1 было установлено, что при использовании интерполирующих полиномов любой степени построенная на их основе интерполирующая функция $U^*(t)$ в точках отсчетов, разделенных периодом дискретизации, совпадает с соответствующими отсчетами функции $U(t)$, а в остальных точках приближенно представляет функцию $U(t)$ с той или иной погрешностью. Таким образом, погрешность восстановления относится к методическим погрешностям.

Допустимую абсолютную погрешность восстановления непрерывного сигнала определяют как максимальную разность между исходным сигналом

$U(t)$ и восстановленным сигналом $U^*(t)$ [24]:

$$\Delta U = \max [U(t) - U^*(t)]. \quad (7.11)$$

Отнеся (7.11) к диапазону $U_{\text{МАКС}}$ изменения информативного сигнала, определим допустимую относительную погрешность восстановления δ_B исходного сигнала:

$$\delta_B = \frac{\max [U(t) - U^*(t)]}{U_{\text{МАКС}}}. \quad (7.12)$$

Обычно, при проектировании ИИС допустимая относительная погрешность восстановления δ_B задается.

При использовании интерполирующего многочлена Лагранжа максимальная погрешность восстановления непрерывного сигнала на каждом текущем интервале интерполяции определяется остаточным членом полинома Лагранжа степени n

$$\Delta L_n \leq \frac{M_{n+1} T_D^{n+1}}{(n+1)!} |(\tau + s)(\tau + s - 1) \dots (\tau + s - n)|, \quad (7.13)$$

где M_{n+1} - максимум $(n+1)$ -й производной непрерывного сигнала,

T_D - период дискретизации,

s - номер интервала соответствия.

Из выражения (7.13) следует, что погрешность интерполяции в точках $\tau=0$ и $\tau=1$ равна нулю, а в некоторой промежуточной точке $\tau \in [0, 1]$ будет максимальной. Остаточный член интерполяционного полинома Лагранжа ΔL_n не должен превышать допустимую погрешность восстановления непрерывного сигнала ΔU , т.е.

$$\Delta L_n \leq \Delta U. \quad (7.14)$$

Выразив допустимую абсолютную погрешность ΔU через допустимую относительную погрешность восстановления δ_B и максимальный диапазон изменения непрерывного сигнала $U_{\text{МАКС}}$, из выражений (7.13) и (7.14) получим выражение, связывающее период дискретизации с допустимой погрешностью восстановления непрерывного сигнала

$$T_D \leq \sqrt[n+1]{\frac{\delta_B U_{\text{МАКС}} (n+1)!}{M_{n+1} |(\tau + s)(\tau + s - 1) \dots (\tau + s - n)|}}. \quad (7.15)$$

Для гармонического исходного измерительного сигнала с частотой F_C из (7.15), приняв $\tau=0.5$, можно получить выражения, связывающие допустимую погрешность восстановления δ_B и частоту дискретизации F_D .

При ступенчатой интерполяции ($n=0$)

$$F_{\text{д_ст}} = \frac{\pi F_{\text{с}}}{\delta_{\text{в}}}. \quad (7.16)$$

При линейной интерполяции ($n=1$)

$$F_{\text{д_лин}} = \frac{\pi F_{\text{с}}}{\sqrt{2\delta_{\text{в}}}}. \quad (7.17)$$

При параболической интерполяции ($n=2$)

$$F_{\text{д_пар}} = \frac{\pi F_{\text{с}}}{\sqrt[3]{2\delta_{\text{в}}}}. \quad (7.18)$$

На практике не всегда имеется возможность определить производные исходного измерительного сигнала. В этом случае, принимая, что спектр амплитуд измерительного сигнала прямоугольный или близкий к нему и максимальная частота в спектре равна $F_{\text{с_макс}}$, целесообразно определять частоту дискретизации следующим образом [24]:

при ступенчатой интерполяции

$$F_{\text{д_ст}} = \frac{1}{0.55\delta_{\text{в}}} 2F_{\text{с_макс}}, \quad (7.19)$$

при линейной интерполяции

$$F_{\text{д_лин}} = \frac{1}{1.35\sqrt{\delta_{\text{в}}}} 2F_{\text{с_макс}} \quad (7.20)$$

и при параболической интерполяции

$$F_{\text{д_пар}} = \frac{1}{\sqrt[3]{\delta_{\text{в}}}} 2F_{\text{с_макс}}. \quad (7.21)$$

Коэффициенты при $2F_{\text{с_макс}}$ в выражениях (7.19), (7.20) и (7.21) определяют коэффициенты λ , показывающие, во сколько раз реальные частоты дискретизации превышает минимально необходимую, определяемую теоремой В.А. Котельникова. Выражения (7.19), (7.20) и (7.21) дают несколько большее значение частоты дискретизации по сравнению с (7.16) - (7.18).

7.3. Шумовые погрешности

При значительном удалении передающей части ИИС от приемной части (например, передача информации с летательного аппарата по радиолинии или передача информации по проводной линии от удаленного объекта контроля) происходит ослабление сигналов, несущих информацию. На приемной стороне

принятые сигналы усиливаются приемником **ПР** (рис. 2.8) до уровня, достаточного для дальнейшего преобразования (например, 0-6В, 0-10 В, ± 3 В, ± 5 В и т.п.). В процессе усиления на информативный сигнал накладывается аддитивная помеха в виде теплового шума усилителя. Эта помеха приводит к появлению так называемой шумовой погрешности. Как правило, шумовая помеха представляет собой случайный сигнал с нулевым математическим ожиданием, подчиняющийся нормальному закону распределения амплитуд.

Шумовые погрешности ИИС при использовании радиолинии с различными видами модуляции несущего колебания подробно рассмотрены в [16]. Далее на основе приведенных в [16] выражений будут рассмотрены шумовые погрешности восстановления исходных измерительных сигналов при разных видах импульсной модуляции, возникающие только в процессе передачи и приема сигналов с импульсной модуляцией по проводным линиям связи.

Шумовая погрешность определяется соотношением мощностей сигнала P_c и шума $P_{ш}$:

$$\delta_{ш} = \sqrt{\frac{P_{ш}}{P_c}}. \quad (7.22)$$

Мощность шума $P_{ш}$ определяют как произведение спектральной плотности мощности шума N_0 [Вт/Гц] на ширину полосы частот Δf линии связи. В случае проводной линии связи для определения используют полосы частот, занимаемые отсчетами измерительных сигналов при различных видах их представления (АИМ, ШИМ, ВИМ, КИМ, см. подраздел 2.4.4) и связанные с максимальными частотами в спектре информативных сигналов. Полоса частот, в свою очередь, определяется видом импульсной модуляции, частотой дискретизации $F_{д}$, зависящей от $F_{с \text{ макс}}$ и допустимой погрешности восстановления непрерывного сигнала, и числом каналов N многоканальной ИИС.

При предварительных расчетах для сравнения шумовых погрешностей различных видов представления дискретных отсчетов измерительных сигналов в качестве N_0 можно использовать квадрат шумового напряжения операционного усилителя, используемого для усиления принятых сигналов [26]:

$$N_0 = (e_{ш} K_{yc})^2, \quad (7.23)$$

где K_{yc} – коэффициент усиления принятого сигнала на приемной стороне;

$e_{ш}, \text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ – приведенное к входу шумовое напряжение операционного усилителя. Эти данные приводятся в справочниках по операционным усилителям.

7.3.1. Амплитудно-импульсная модуляция

При описании шумовых погрешностей использованы обозначения, введенные в разделе 2.4.

Шумовая погрешность при АИМ описывается выражением

$$\delta_{ш \text{ АИМ}} = \frac{1}{m_{\text{АИМ}} U_{0\text{АИМ}}} \sqrt{\frac{2N_0 \lambda F_{\text{Смакс}} N}{\alpha}}, \quad (7.24)$$

где $\alpha = T_{\text{и}}/T_{\text{к}}$ – отношение длительности информативного отсчета к длительности канального интервала;

N – число каналов измерительной системы;

$F_{\text{Смакс}}, \text{Гц}$ – максимальная частота в спектре измерительного сигнала;

λ – коэффициент, показывающий, во сколько раз частота дискретизации измерительного сигнала превышает частоту дискретизации, определяемую по теореме В.А. Котельникова (2.11);

$m_{\text{АИМ}}$ – коэффициент амплитудной модуляции ($0 < m_{\text{АИМ}} \leq 1$);

$U_{0\text{АИМ}}, \text{В}$ – амплитуда немодулированных отсчетов на выходе приемного устройства на приемной стороне, выбирается, как правило, равной амплитуде измерительного сигнала;

$N_0, \text{Вт/Гц}$ – спектральная плотность мощности шума на выходе приемного устройства.

7.3.2. Широтно-импульсная модуляция

При ШИМ информация заложена в изменении ширины импульса, т.е. в расстоянии между передним и задним фронтами (см. рис. 2.9,б). Импульсы немодулированной последовательности имеют длительность $\tau_0 = T_{\text{к}}/2$. При модуляции фронт импульса может сдвигаться относительно τ_0 на $\pm \Delta\tau$. Максимальное изменение (девиация) ширины импульса составит

$$\Delta\tau_{\text{макс}} = \tau_{\text{макс}} - \tau_{\text{мин}}. \quad (7.25)$$

Очевидно, что влияние внешних аддитивных помех на длительность фронта импульса существенно меньше, чем на амплитуду импульса.

Шумовую погрешность широтно-импульсной модуляции можно

определить следующим образом

$$\delta_{\text{ш ШИМ}} = \frac{1}{U_0} \sqrt{\frac{2N_0 \lambda F_{\text{Смакс}} N}{m_\tau D}}, \quad (7.26)$$

где $m_\tau = \Delta\tau_{\text{макс}}/T_K$ – коэффициент широтно-импульсной модуляции;

$U_0 = \sqrt{2\alpha} U_{0\text{АИМ}}$ – амплитуда ШИМ импульсов на входе приемного устройства на приемной стороне, при которой средние мощности ШИМ-сигнала и АИМ-сигнала будут равны при выбранных значениях m_τ и α ;

$D = \frac{\Delta\tau_{\text{макс}}}{2\tau_{\text{фр}}}$; остальные обозначения как в выражении (7.24).

Из этого следует, что чем круче фронты ШИМ-импульса $\tau_{\text{фр}}$, тем меньше будет шумовая погрешность широтно-импульсной модуляции.

Из сравнения (7.24) и (7.26) следует, что шумовая погрешность ШИМ-сигнала меньше шумовой погрешности АИМ-сигнала (при одинаковых средних

мощностях) в $\frac{\sqrt{2m_\tau D}}{m_{\text{АИМ}}}$ раз.

7.3.3. Время-импульсная модуляция

Информация, как и при ШИМ, заложена в изменении расстояния между передним фронтом опорного импульса **О** и задним фронтом информативного импульса **И** (рис. 2.9,в). Таким образом, шумовую погрешность ВИМ можно описать выражением, аналогичным (6.18), заменив U_0 на U_1 :

$$\delta_{\text{ш ВИМ}} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\frac{2N_0 \lambda F_{\text{Смакс}} N}{m_\tau D}}, \quad (7.27)$$

где U_1 – амплитуда опорного (**О**) и информативного (**И**) импульсов.

Сравним ВИМ и ШИМ при одинаковых средних мощностях $P_{\text{ВИМ}} = P_{\text{ШИМ}}$. Средняя за каналный интервал T_K мощность ШИМ-сигнала определяется как

$$P_{\text{ср ШИМ}} = \frac{U_0^2}{2}. \quad (7.28)$$

Соответственно средняя мощность ВИМ-сигнала равна

$$P_{\text{ср ВИМ}} = \frac{2U_1^2 \tau_{\text{И}}}{T_K}. \quad (7.29)$$

Из (7.28) и (7.29) определим соотношение U_0 и U_1 при равенстве мощностей:

$$U_1 = \frac{U_0}{2} \sqrt{\frac{T_K}{\tau_{\text{И}}}}. \quad (7.30)$$

Из (7.26) и (7.27), используя (7.30), определим соотношение шумовых погрешностей при ШИМ и ВИМ:

$$\delta_{\text{ш ВИМ}} = 2\delta_{\text{ш ШИМ}} \sqrt{\frac{\tau_{\text{И}}}{T_K}}. \quad (7.31)$$

Рассмотрим конкретный пример со следующими исходными данными: $T_K=40$ мкс, $\tau_{\text{И}}=2$ мкс. Подставляя эти значения в (7.31), получим $\delta_{\text{ш ВИМ}} = 0.447\delta_{\text{ш ШИМ}}$.

Таким образом, при одинаковой средней мощности амплитуда U_1 ВИМ-сигнала может быть больше амплитуды ШИМ-сигнала. В этом случае при той же длительности фронта $\tau_{\text{фр}}$ импульса его крутизна $S = U_1/\tau_{\text{фр}}$ увеличивается, соответственно уменьшается искажение фронта $\Delta\tau_{\text{фр}}$ под действием помехи (рис. 7.3), что делает ВИМ-сигнал более устойчивым к влиянию шумов по сравнению с ШИМ-сигналом.

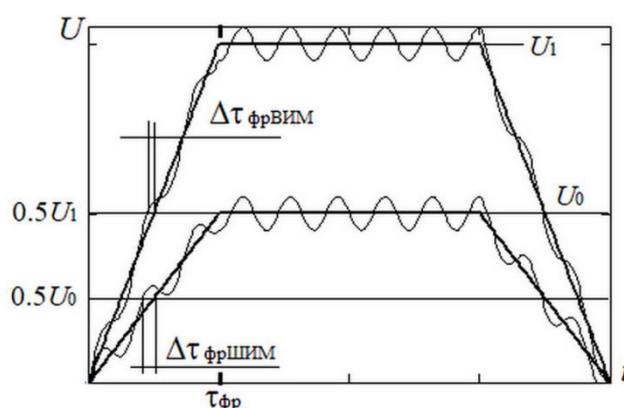


Рис. 7.3. Влияние шума на длительность фронта импульсного сигнала

Можно сравнить ВИМ и ШИМ по средней мощности при одинаковой шумовой погрешности. В этом случае $U_1=U_0$. Из сравнения (7.28) и (7.29) получим

$$P_{\text{ср ВИМ}} = P_{\text{ср ШИМ}} \frac{4\tau_{\text{И}}}{T_K}. \quad (7.32)$$

Для приведенных выше в примере значений T_K и $\tau_{\text{И}}$ из (7.32) получим $P_{\text{ВИМ}} = 0.2P_{\text{ШИМ}}$.

7.3.4. Кодово-импульсная модуляция

В системах с КИМ искажение принятой информации оценивается

вероятностью $p_{\text{ош}}$ неправильного приема символов кода: при передаче символа «1» принят символ «0» и наоборот.

Если передача кода происходит с пассивной паузой (логическая «1» передается высоким потенциалом, например, 1, 3 или 5 В и т.п., а логический «0» - нулевым потенциалом) и на приеме для различения символов кода используется пороговый метод, то вероятность неправильного приема символа кода, вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$, может быть оценена выражением [24]

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{\eta\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\eta^2}{2}}, \quad (7.33)$$

где

$$\eta = \sqrt{\frac{E}{2N_0}}, \quad (7.34)$$

N_0 – спектральная плотность мощности шума;

U_0 – амплитуда символа логической «1»;

τ_c – длительность символа логической «1»;

$E=U_0^2\tau_c$ – энергия символа логической «1» на входе демодулятора на приемной стороне.

Обычно τ_c равно $0.5\tau_p$, где τ_p – время, отводимое на передачу одного разряда кодовой комбинации. Если используется n -разрядный двоичный код, то $\tau_p=T_K/n$.

Выражение (7.33) адекватно оценивает $p_{\text{ош}}$ при условии $\eta \geq 3$, которое в реальных системах передачи информации практически всегда выполняется.

В системах с КИМ отношение сигнал-шум (С-Ш) на выходе блока регенерации двоичных символов не зависит от мощности сигнала на входе этого блока, если достигнут так называемый порог улучшения [16], при котором исключается подавление сигнала шумом в широкополосных системах передачи информации (ЧМ, ШИМ, КИМ).

В ИИС с КИМ восстановление (регенерация) двоичных символов на приемной стороне осуществляется путем сравнения принятого символа с некоторым уровнем. Превышение этого уровня сигналом интерпретируется как прием символа «1», в противном случае принимается решение о приеме символа «0». Обычно уровень сравнения выбирается равным $\frac{1}{2}U_C$, где U_C – амплитуда символа на входе блока регенерации двоичных символов. В этом случае порог улучшения наступает, когда половина амплитуды импульса сигнала КИМ превышает в 4 раза эффективное напряжение шума на входе блока регенерации двоичных символов [16]

$$\frac{U_C}{2\sigma_{\text{ш}}} \geq 4, \quad (7.35)$$

где $\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{P_{\text{ш}}}$.

Мощность шума пропорциональна полосе пропускания F_B группового тракта $P_{\text{ш}} = N_0 F_B$. Для импульсных сигналов можно принять [17] $F_B = 1/\tau$, где τ – длительность импульса. Для прямоугольных импульсов в полосе от 0 до F_B сосредоточено примерно 90% энергии сигнала. КИМ-сигнал образуется набором элементарных импульсов, принимающих значения «1» или «0», длительностью $\tau_c = T_K/(2n)$ (рис. 2.9,г). Выразив T_K через параметры многоканальной измерительной системы ($F_{\text{смакс}}$, λ , N), получим с учетом (7.35) пороговое значение сигнала на входе устройства регенерации символов кода

$$U_{\text{Спор}} = 16\sqrt{N_0 \lambda F_{\text{смакс}} N n}. \quad (7.36)$$

Среднеквадратическая погрешность при КИМ, приведенная к шкале сигнала, связана с вероятностью $p_{\text{ош}}$ ошибочного приема одного символа соотношением [3]

$$\delta_{\text{шКИМ}} = \sqrt{\frac{p_{\text{ош}}}{3}}. \quad (7.37)$$

Контрольные вопросы

1. Опишите формы представления погрешностей средства измерения.
2. Опишите погрешности, вносимые в передаваемый измерительный сигнал ключевыми элементами коммутатора каналов.
3. Приведите формулы расчета частоты дискретизации по допустимой погрешности восстановления непрерывного измерительного сигнала интерполирующими полиномами разных степеней.
4. Сравните шумовые погрешности многоканальных ИИС при разных видах представления отсчетов измерительных сигналов (АИМ, ШИМ, ВИМ, КИМ).

Библиографический список

1. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 440 с.
2. Нопашенный Г.Н. Информационно-измерительные системы. – М.: Высшая школа, 1977. – 208 с.
3. Назаров А.В., Козырев Г.И., Шитов И.В. Современная телеметрия в теории и на практике. Учебный курс. – СПб.: Наука и Техника, 2007. – 672 с.

4. ГОСТ 19619-74 Оборудование радиотелеметрическое. Термины и определения.

5. ГОСТ 8.437-81 «Системы информационно-измерительные. Метрологическое обеспечение».

6. ГОСТ Р 8.596-2002 ГСИ Метрологическое обеспечение измерительных систем (п. 3.1).

7. ГОСТ 16263-70 Метрология. Термины и определения.

8. РМГ 29-2013 Метрология. Основные термины и определения.

9. ГОСТ 8.009-84 Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.

10. Раннев Г.Г. Измерительные информационные системы: учебник для студ. высш. учеб. заведений – М. Издательский центр «Академия», 2010. – 336 с.

11. ГОСТ 2.728-74 Обозначения условные графические в схемах. Резисторы, конденсаторы.

12. Карасев В.В., Михеев А.А., Нечаев Г.И. Измерительные системы для вращающихся узлов и механизмов. Под ред. Г.И. Нечаева – М.: Энергоатомиздат, 1996. – 176 с.

13. Борисов Ю.П., Пенин П.И. Основы многоканальной передачи информации. – М.: Радио и Связь, 1967. – 436 с.

14. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. – М.: Наука, 1973. – 872 с.

15. Котельников В. А., в сб. Всесоюз. энергетический комитет. Материалы к I Всесоюз. съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности (М.: Управление связи РККА, 1933). С. 1-19; переизд.: О пропускной способности "эфира" и проволоки в электросвязи (М.: Институт радиотехники и электроники МЭИ (ТУ), 2003).

16. Тепляков И.М. Радиотелеметрия. – М.: Советское радио, 1966. 312 с.

17. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд. 2-е. – М.: Советское радио, 1964. – 696 с.

18. Мановцев А.П. Основы теории радиотелеметрии – М.: «Энергия», – 1973. 592 с.

19. Кортман К. М. Сокращение избыточности как практический метод сжатия данных. //Труды инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ТИИЭР). 1967. Т. 55. Вып. 3. С. 8 – 21.

20. Новоселов О.Н., Фомин А.Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем. – М.: Машиностроение, 1980. – 280 с.

21. Комплексы информационно-вычислительные К752/РС. [Электронный

ресурс] – URL: <https://nd-gsi.ru/grsi/120xx/12115-90.pdf>. (дата обращения: 22.04.2023).

22. Михелович Ш.Х. Теория чисел. – М.: Высшая школа, 1967. – 336 с.

23. Бухштаб А.А. Теория чисел. – М.: Просвещение, 1966. – 384 с.

24. Пенин П.И. Системы передачи цифровой информации. Учеб. пособие для вузов. – М.: Советское радио, 1976. – 368 с.

25. Фельдбаум А.А., Дудыкин А.Д., Мановцев А.П., Миролубов Н.Н. Теоретические основы связи и управления. – М.: Физматгиз, 1963. – 932 с.

26. Пол Ли. Руководство по выбору малошумящего усилителя. Компоненты и технологии. 2010. № 1. С. 46-49.