

4. Информационное обслуживание объектов контроля и исследования

Информационным обслуживанием объекта контроля называют обеспечение сбора, обработки и представление сообщений, содержащих интересующую потребителей информацию об объекте [18].

Информационное обслуживание характеризуется:

- реализуемыми программами измерения,
- информационной гибкостью,
- организацией сбора измерительной информации.

Программа измерений включает в себя:

- 1) перечень контролируемых параметров;
- 2) показатели верности представления контролируемых параметров;
- 3) показатели потока передаваемых сообщений по каждому контролируемому параметру, например частоты дискретизации.

Информационная гибкость описывается совокупностью показателей, характеризующих возможность изменения программы измерений для обслуживания разных объектов, а также изменения программы измерений в процессе обслуживания одного объекта.

Организация сбора измерительной информации характеризуется системой ограничений на потоки отсчетов сигналов близко территориально расположенных датчиков, группируемых с целью уплотнения измерительных цепей.

Таковыми ограничениями могут быть:

- требования по однотипности частотных свойств, т. е. все датчики или группы, объединяющие однотипные датчики, должны опрашиваться с одинаковой частотой опроса;
- потоки отсчетов сигналов от датчиков или групп однотипных датчиков могут быть разными, но суммарный поток отсчетов на входе группового тракта не должен превышать некоторого максимального значения и т. п.

Основные задачи информационного обслуживания:

- 1) обеспечение экономного (в смысле расхода весов, габаритов, стоимости, вычислительных затрат и т.п.) сбора измерительной информации от разных источников информации;
- 2) представление измерительных сигналов в форме, обеспечивающей минимальную информационную загрузку линии связи и запоминающих устройств.

Вторая задача может быть представлена как задача обеспечения выдачи

потребителю максимального количества информации при ограниченной пропускной способности линии связи и ограниченном объеме памяти устройств, запоминающих эту информацию.

Из сравнения многоканальных измерительных систем с частотным и временным разделением каналов (см. раздел 3) можно сделать вывод, что при исследованиях и испытаниях сложных объектов, когда необходимо измерение десятков и сотен параметров, различных по физической природе, частотному диапазону, предпочтение следует отдать системам с временным разделением каналов. В связи с этим в дальнейшем будут рассмотрены вопросы, связанные с построением именно этих систем.

4.1. Режимы информационного обслуживания

Решение перечисленных задач информационного обслуживания может быть выполнено многоканальными измерительными системами с различными режимами информационного обслуживания.

В современных ИИС используются следующие режимы информационного обслуживания: регулярный, программируемый и адаптивный.

При регулярном режиме программа измерений задается перед началом работы системы и в процессе работы не может быть изменена.

При этом программы измерений для разных объектов могут быть записаны в памяти системы и устанавливаться перед началом испытаний соответствующего объекта. Для каждого канального измерительного сигнала может быть задана индивидуальная частота дискретизации.

Программируемые режимы характерны тем, что программа измерений может быть изменена в процессе работы системы по решению оператора на основе анализа характера изменения контролируемых параметров.

Адаптивный режим обеспечивает автоматическое (без участия оператора) изменение программы измерений на основе анализа текущей информации о поведении объекта. Например, в зависимости от скорости изменения сигналов датчиков возможно автоматическое изменение частоты дискретизации. Для участков с высокой скоростью изменения сигнала частота дискретизации увеличивается, при малой скорости изменения сигнала частота дискретизации снижается.

Для обеспечения минимальной информационной загрузки группового тракта многоканальной ИИС необходимо согласовать производительность датчиков с пропускной способностью группового тракта.

В разделе 3.2 было показано, что для этого необходимо снижать значение

потока отсчетов на входе группового тракта V , в пределе до $V_{\text{и}}$ (3.13).

Число отсчетов V на входе группового тракта складывается из дискретных отсчетов сигналов всех датчиков. В реальных измерительных системах частота дискретизации сигнала источника информации выбирается в λ раз больше, чем требуемая частота дискретизации по теореме В.А. Котельникова. Значение λ зависит от способа восстановления непрерывных измерительных сигналов по их дискретным отсчетам и допускаемой погрешности восстановления (как выбрать λ будет рассмотрено в разделе 6.2).

С учетом сделанных замечаний выражение (3.13) трансформируется к виду

$$V_{\text{и}} = \sum_{i=1}^N F_{\text{д}i} = \sum_{i=1}^N 2\lambda F_{\text{с}i}. \quad (4.1)$$

Насколько можно приблизить реальный поток отсчетов V к определяемому выражением (4.1) минимально возможному значению $V_{\text{и}}$ зависит от организации опроса источников информации (датчиков).

Дискретизация измерительных сигналов реализуется путем поочередного подключения источников сигналов (датчиков) к групповому тракту многоканальной измерительной системы на время $T_{\text{к}}$, отводимое на передачу одного дискретного отсчета измерительного сигнала (см. рис. 2.7). Процесс подключения датчика к групповому тракту называют опросом датчика. Соответственно, частоту, с которой датчик подключается к групповому тракту, называют еще частотой опроса и обозначают $F_{\text{опр}}$. Естественно, численные значения частоты опроса датчика $F_{\text{опр}}$ и частоты дискретизации сигнала этого датчика $F_{\text{д}}$ одинаковые.

В дальнейшем при описании организации опроса датчиков будем также использовать термин «частота опроса» и обозначение $F_{\text{опр}}$.

При организации опроса источников информации различают:

- 1) простейший опрос, когда все датчики опрашивают с одинаковой максимальной для данной их совокупности частотой опроса;
- 2) опрос каждого датчика с индивидуальной частотой опроса;
- 3) опрос с сокращением избыточных отсчетов.

Простейший опрос датчиков относится к регулярному режиму информационного обслуживания. Он распространен в силу простоты технической реализации, т.к. опрос всех датчиков многоканальной измерительной системы осуществляется с одинаковой максимальной частотой опроса, которую определяют, ориентируясь на самый широкополосный из всех измерительных сигналов:

$$F_{\text{Д макс}} = 2\lambda F_{\text{С макс}} \quad (4.2)$$

где $F_{\text{С макс}}$ – максимальная частота в спектре самого широкополосного сигнала, λ – коэффициент, показывающий, во сколько раз увеличивается частота дискретизации сигнала по сравнению с ее значением, следующим из теоремы В. А. Котельникова, и зависящий от принятого метода последующего восстановления непрерывного сигнала по его дискретным отсчетам и требуемой точности восстановления.

Опрос каждого датчика с индивидуальной частотой опроса также относится к регулярному режиму информационного обслуживания. Частота дискретизации сигнала i -го датчика в этом случае определяется как

$$F_{\text{Ди}} = 2F_{\text{Си}}\lambda_i, \quad (4.3)$$

где $F_{\text{Си}}$ – максимальная частота в спектре сигнала i -го датчика, λ_i – коэффициент, показывающий, во сколько раз увеличивается частота дискретизации i -го сигнала сообщения по сравнению с ее значением, следующим из теоремы В. А. Котельникова.

В случае с сокращением избыточных отсчетов анализируется скорость изменения сигнала сообщения, и изменяют соответствующим образом частоту опроса или устраняют из суммарного потока отсчетов, поступающих на вход группового тракта, незначащие отсчеты.

Сравним указанные режимы опроса датчиков по значению суммарного потока отсчетов V , поступающих на вход группового тракта многоканальной измерительной системы.

Суммарный поток отсчетов при простейшем опросе датчиков имеет максимальное значение

$$V_{\text{макс}} = N F_{\text{Д макс}}. \quad (4.4)$$

Практическая ширина спектров измерительных сигналов, передаваемых по разным каналам многоканальной измерительной системы, может различаться в сотни раз. Поэтому суммарный поток отсчетов, определяемый выражением (4.4), содержит много избыточных отсчетов и существенно превышает поток отсчетов на входе группового тракта при опросе каждого датчика с индивидуальной частотой опроса, определяемый соотношением (4.1)

Уменьшить поток отсчетов на входе группового тракта измерительной системы можно за счет устранения незначащих отсчетов, если в контролируемом сигнале имеются участки с относительно медленным изменением сигнала во времени. В этом случае для выявления и устранения незначащих отсчетов наиболее часто используют полиномиальные методы

предсказания и интерполяции [1, 19, 20]. Для упрощения реализации этих методов на практике ограничиваются полиномами первой степени.

При этом в многоканальной измерительной системе все датчики опрашиваются с одинаковой частотой опроса $F_{\text{Дмакс}}$, определяемой в соответствии с (4.2), а в цепь каждого датчика включается устройство сокращения избыточных отсчетов (УСО). Суть действия УСО заключается в том, что рассчитанное для каждого очередного дискретного момента времени значение отсчета сравнивают со значением реального отсчета в этот момент времени. Если разность этих значений попадает в установленную зону допустимой погрешности представления отсчета, то реальный отсчет признается незначимым и исключается из общего потока отсчетов как избыточный. При выходе разности за пределы зоны допустимой погрешности реальный отсчет признается значимым и передается на выход УСО и далее на вход группового тракта [19]. Практическая реализация метода сокращения избыточных отсчетов связана со значительными аппаратными и вычислительными затратами. Поскольку при устранении незначимых отсчетов нарушается регулярность последовательности оставленных отсчетов, то для последующего правильного восстановления исходных измерительных сигналов необходимо передавать дополнительную информацию о значениях моментов времени, соответствующих значимым отсчетам. Все это ограничивает возможности применения многоканальных измерительных систем, в которых используется этот метод, на объектах, для которых на габариты и вес аппаратуры накладываются жесткие ограничения, в частности на летательных аппаратах.

Кроме этого необходимо отметить, что при форме измерительного сигнала близкой к синусоидальной или образованной суммой гармоник, что имеет место при исследовании и контроле вращающихся узлов и механизмов, метод устранения незначимых отсчетов не дает существенного уменьшения суммарного потока отсчетов на входе группового тракта многоканальной измерительной системы.

Во многих случаях априорно известна информация о частотных свойствах контролируемых процессов. Это обстоятельство делает целесообразным производить опрос каждого датчика или группы датчиков, однотипных по частотным свойствам, с индивидуальной частотой опроса.

Таким образом, при большом числе каналов в многоканальной измерительной системе наиболее эффективно задачи информационного обслуживания могут решить системы с индивидуальными частотами опроса

датчиков в каждом измерительном канале. Эффективность здесь проявляется как в снижении массогабаритных затрат на реализацию информационного обслуживания объекта контроля, так и в существенном снижении информационной загрузки линии связи, а в дальнейшем и устройств памяти на приемной стороне. При этом режим информационного обслуживания может быть как регулярным, так и программируемым.

4.2. Коммутация измерительных каналов с разными частотами опроса

Порядок и частоту предоставления каналных интервалов в групповом тракте многоканальной измерительной системы различным измерительным каналам называют **режимом коммутации**.

Коммутация датчиков может осуществляться с постоянной частотой опроса для всех датчиков (простейший режим коммутации) или с индивидуальными частотами опроса для каждого источника.

Простейший режим коммутации – частота опроса для всех датчиков одна и та же и определяется из условия (4.2). В этом случае каналные интервалы T_k , предоставляемые различным измерительным каналам, повторяются через одинаковое для всех каналов время, равное периоду опроса $T_{\text{ОПР}}$ ($T_{\text{ОПР}}=1/F_{\text{ОПР}}$) (рис. 4.1). Число измерительных каналов N (измерительных цепей) равно числу коммутируемых цепей.

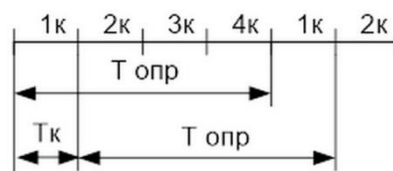


Рис. 4.1. Простейший режим коммутации измерительных каналов

Время T_k , отводимое на передачу информации одного измерительного канала, при заданном периоде опроса $T_{\text{ОПР}}$ и общем числе N каналов (включая служебные каналы) измерительной системы определяется как

$$T_k = \frac{T_{\text{ОПР}}}{N}. \quad (4.5)$$

Для простейшего режима коммутации суммарный поток отсчетов на входе группового тракта определяется выражением (4.4).

Простейший режим коммутации измерительных цепей эффективен только в случаях, когда контролируемые сигналы имеют приблизительно одинаковую ширину спектра или в системах с малым числом измерительных каналов.

Для уменьшения информационной загрузки линии связи в случае, когда контролируемые параметры неоднородны по ширине спектра, каждому измерительному каналу назначают свою индивидуальную частоту опроса. Суммарный поток отсчетов на входе группового тракта многоканальной системы при этом определяется выражением (4.1).

Если контролируемые параметры можно разделить на группы таким образом, что в одну группу будут входить близкие по практической ширине спектра параметры, то для каждой группы назначается своя частота опроса. В этом случае суммарный поток отсчетов определяется как

$$V = \sum_{i=1}^p n_i F_{Дi} = \sum_{i=1}^p 2n_i \lambda_i F_{Ci \max}, \quad (4.6)$$

где p – число разных групп,

n_i – число каналов в i -й группе,

$F_{Ci \max}$ – максимальная частота измерительного сигнала в i -й группе,

λ_i – индекс i указывает на то, что к измерительным сигналам в разных каналах могут быть предъявлены различные требования на погрешность их восстановления по дискретным отсчетам, соответственно разным будет коэффициент, показывающий превышение частоты опроса по сравнению с частотой опроса, определяемой теоремой В.А. Котельникова.

Сформировать сигнала опроса с различными частотами повторения можно следующими способами:

- 1) запараллеливанием коммутируемых цепей;
- 2) изменением графика работы распределителя импульсов;
- 3) запрограммировав порядок и частоту повторения сигналов опроса.

4.2.1. Запараллеливание коммутируемых цепей

Для повышения частоты опроса отдельных датчиков их подключают к нескольким коммутируемым цепям коммутатора каналов, т. е. запараллеливают несколько входов коммутатора (рис. 4.2). Запараллеливаемые цепи должны быть выбраны таким образом, чтобы сохранилась равномерность следования сигналов опроса (рис. 4.3).

Интервал времени, в течение которого опрашиваются все источники информации, называется кадром многоканальной измерительной системы.

За время кадра каждое коммутирующее устройство (КУ) замыкается под действием сигналов управления, формируемых устройством управления, один раз, соединяя соответствующий вход коммутатора каналов с его выходом.

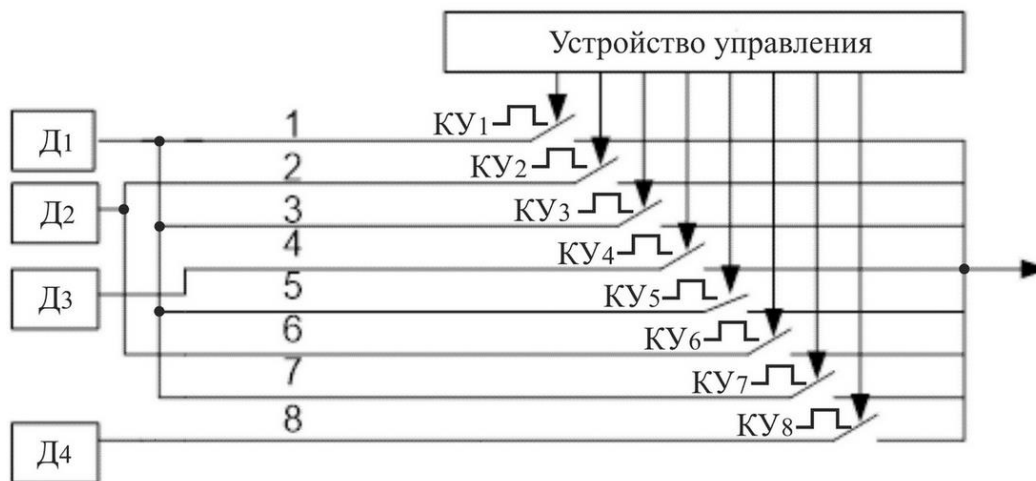


Рис. 4.2. Запараллеливание коммутируемых цепей

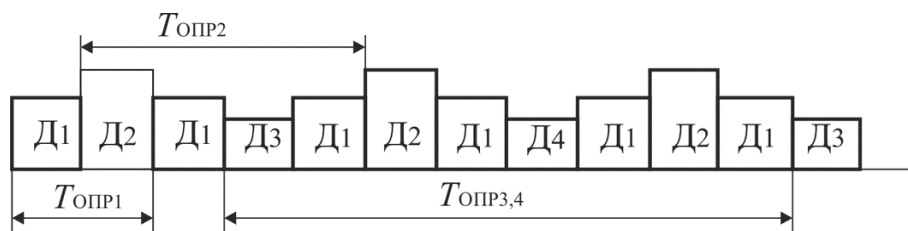


Рис. 4.3. Опрос датчиков при запараллеливании входов коммутатора каналов

Датчики, подключенные к одному входу коммутатора каналов, опрашиваются с частотой $F_{\text{ОПР}}$. На рис. 4.2 это датчики Д3 и Д4, подключенные соответственно к входам КУ4 и КУ8.

Если подключить один датчик, например Д2, к входам двух ключевых устройств (КУ2 и КУ6), замыкаемых через интервал времени, равный половине длительности кадра, то этот датчик будет опрашиваться в два раза чаще, т.е. $F_{\text{ОПР}2} = 2F_{\text{ОПР}}$.

Если же подключить один датчик, например Д1, к четырем входам коммутатора, подключаемых к выходу через интервал времени, равный четверти длительности кадра, то этот датчик будет опрашиваться в четыре раза чаще, т.е. $F_{\text{ОПР}1} = 4F_{\text{ОПР}}$.

Что дает опрос каждого источника с индивидуальной частотой опроса? Если все четыре датчика опрашивать, ориентируясь на самый широкополосный сигнал, т.е. для всех каналов выбрать $F_{\text{ОПР}}^* = 4 F_{\text{ОПР}}$, то суммарный групповой поток отсчетов будет равен $V^* = 4 \cdot 4 F_{\text{ОПР}} = 16 F_{\text{ОПР}}$.

Если же для каждого датчика использовать индивидуальную частоту опроса, как показано на примере, то суммарный групповой поток отсчетов определится в соответствии с (4.1) как

$$V = F_{\text{ОПР}1} + F_{\text{ОПР}2} + 2F_{\text{ОПР}} + 2F_{\text{ОПР}} + 2F_{\text{ОПР}} = 8F_{\text{ОПР}}.$$

Так как $V < V^*$, то нагрузка группового тракта многоканальной измерительной системы отсчетами измерительных сигналов при индивидуальных частотах опроса существенно снижается, а объем передаваемой информации остается прежним.

Число канальных интервалов (позиций), содержащихся в кадре, определяется как

$$Q = \frac{V}{F_{\text{ОПР мин}}}. \quad (4.7)$$

Недостаток метода запараллеливания коммутируемых цепей заключается в аппаратной избыточности его реализации.

4.2.2. Изменение графика работы распределителя импульсов

Аппаратные затраты на формирование сигналов опроса с разными частотами повторения можно сократить, если построить распределитель импульсов таким образом, что сигналы на его выходах будут иметь требуемую частоту повторения. В этом случае число коммутируемых цепей равно числу источников информации (датчиков) (рис. 4.4). При этом каждое коммутирующее устройство управляется сигналами управления с выходов распределителя импульсов (обозначены цифрами 1, 2, 3, 4 на рис. 4.4), следующими с частотами, равными частотам опроса соответствующего датчика (рис. 4.5).

Пример реализации распределителя импульсов, формирующего сигналы опроса с разными периодами повторения, приведен на рис.4.6.

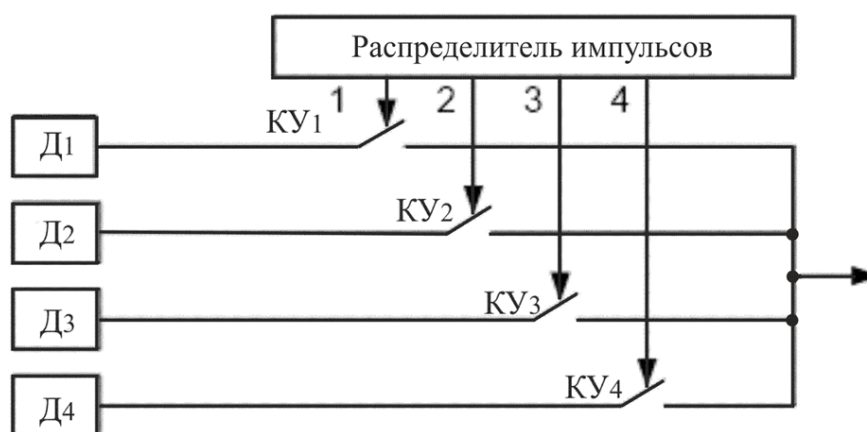


Рис. 4.4. Опрос датчиков с индивидуальной частотой опроса

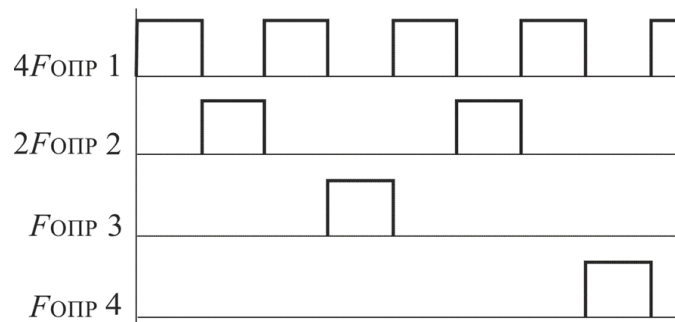


Рис. 4.5. Изменение графика работы распределителя импульсов

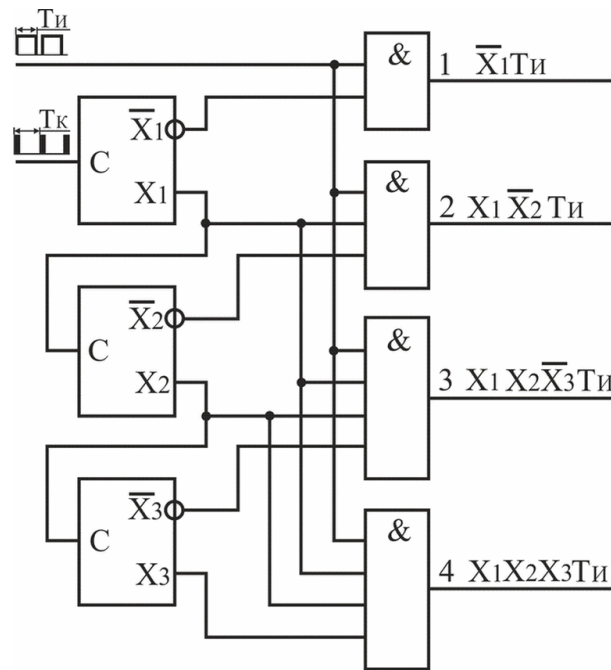


Рис. 4.6. – Пример реализации распределителя импульсов

Распределитель импульсов состоит из счетчика каналов, выполненного на двоичных триггерах, и набора логических избирательных схем типа **И**. Переключение счетчика каналов обеспечивается подачей на счетный вход **С** первого триггера импульсов, следующих с периодом, равным длительности канального интервала T_K . Сигналы на выходах 1, 2, 3 и 4 схем **И** соответствуют одноименным сигналам, показанным на рис. 4.5. Переключательные функции, описывающие сигналы на соответствующем выходе распределителя импульсов, показаны на линиях выхода схем **И**.

Увеличение частоты повторения сигналов на выходах распределителя импульсов обеспечивается исключением из числа входных сигналов логических избирательных схем **И** сигналов с выходов последнего разряда счетчика каналов, с двух последних и т.д. (рис. 4.6).

В состав входных переменных введена переменная $T_{И}$, описывающая информативный отсчет, длительность которого $T_{И} < T_K$. За счет этого обеспечивается создание паузы между соседними отсчетами в групповом

тракте $T_{\Pi} = T_K - T_{И}$. В этом случае даже при равенстве амплитуд соседних отсчетов селектор каналных импульсов в приемной части сформирует последовательность импульсов с периодом повторения, равным длительности канального интервала T_K . Эти импульсы поступают на вход «Счет» счетчика каналов на приемной стороне (см. рис. 2.8), обеспечивая его переключение те же моменты времени, в какие переключается счетчик каналов на передающей стороне. Таким образом, обеспечивается синхронная работа передающей и приемной частей ИИС (см. подраздел 2.4.3).

4.2.3. Программная реализация сигналов опроса

При программной реализации формирования сигналов опроса с разными частотами повторения в памяти устройства управления записывается последовательность адресов датчиков, которые должны быть опрошены на каждой очередной временной позиции кадра многоканальной системы (табл. 4.1).

Таблица 4.1. Программа опроса датчиков

Номер ячейки памяти	Адрес канала	Номер коммутируемого датчика
1	00	1
2	01	2
3	00	1
4	10	3
5	00	1
6	01	2
7	00	1
8	11	4

Пример реализации программного опроса датчиков с использованием четырехканального коммутатора 590КНЗ приведен на рис. 4.7. При считывании с устройства памяти **М** программы опроса датчиков на адресные входы А0 и А1 коммутатора каналов поступают кодовые комбинации адреса канала. В соответствии с адресом замыкается одно из ключевых устройств, соединяя соответствующий датчик с выходом коммутатора каналов.

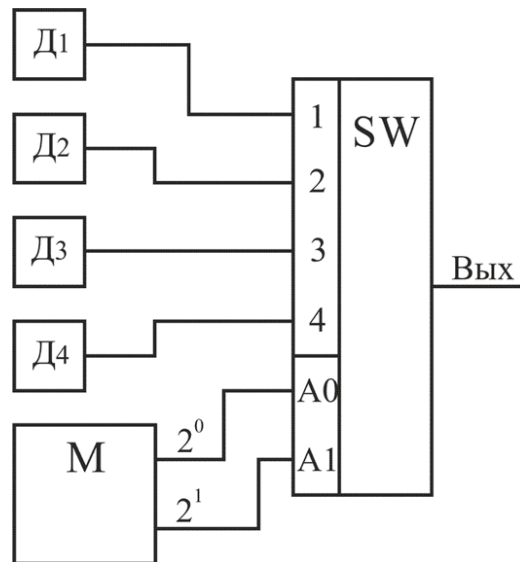


Рис. 4.7. Реализация программного опроса датчиков

В приведенном выше примере в соответствии с табл. 4.1 датчики Д3 и Д4 будут опрашиваться по одному разу за время одного кадра (см. рис. 4.3), т.е. с частотой $F_{\text{ОПР}}$. Датчик Д2 подключается к групповому тракту за время кадра два раза, т.е. опрашивается с частотой $2F_{\text{ОПР}}$. Соответственно Датчик Д1 подключается к групповому тракту за время кадра четыре раза, т.е. опрашивается с частотой $4F_{\text{ОПР}}$.

В устройстве памяти можно хранить разнообразные программы опроса датчиков, а также можно предусмотреть возможность изменения программы опроса датчиков в процессе работы системы. Все это способствует увеличению информационной гибкости многоканальной ИИС.

4.3. Многоступенчатая коммутация измерительных цепей

При больших размерах объекта контроля возрастает протяженность соединительных линий датчиков с аппаратурой сбора и уплотнения информации. Это приводит к возрастанию веса соединительных линий, занимаемому ими объему на объекте исследования, а также к увеличению их стоимости. Вследствие этого нарушается выполнение одной из задач информационного обслуживания: обеспечение экономного, в смысле расхода весов, габаритов, стоимости, сбора измерительной информации от разных источников информации.

Необходимо учитывать и следующее обстоятельство. Ключевые элементы коммутаторов каналов выполняются обычно на радиоэлектронных элементах, например, на полевых транзисторах, которые имеют конечное сопротивление открытого канала R и межэлектродные емкости (указываются в паспортных

данных на изделие).

Например, у микросхемы 8-канального коммутатора каналов типа 590КН6 емкость аналогового выхода составляет 20 пФ, а типовое значение сопротивления открытого канала $R=100$ Ом.

Для реализации ИИС с большим числом (N) каналов необходимо использовать несколько таких коммутаторов, соединяя электрически их выходы. В этом случае емкости выходов всех ключевых устройств будут суммироваться. В результате на входе группового тракта многоканальной ИИС образуется RC-цепь с постоянной времени $\tau_s = \tau N$, где $\tau = R \cdot C$ – постоянная времени одного канала коммутатора каналов. При переключении измерительных цепей возникает переходный процесс, длительность которого определяется постоянной времени τ_s . Так как информация о контролируемой физической величине содержится в амплитуде дискретного отсчета, то необходимо дожидаться окончания переходного процесса. Этот процесс считается практически законченным по истечении времени $5\tau_s = 5\tau N$. В этом случае отклонение амплитуды дискретного отсчета от установившегося значения (истинного значения амплитуды этого отсчета) становится меньше 0.7%.

В разделе 3 было оценено (см. (3.12)) максимально возможное число измерительных каналов при построении ИИС по принципу временного разделения каналов $N_{\text{макс}} = T_{\text{д}} / T_{\text{пр мин}}$. В этом случае предполагалось, что весь каналный интервал $T_{\text{к}}$ используется для преобразования амплитуды дискретного отсчета в цифровой код. Вследствие наличия переходного процесса часть каналного интервала $T_{\text{к}}$ будет занята этим процессом. Таким образом, с учетом наличия переходного процесса должно выполняться условие

$$T_{\text{пр мин}} + 5\tau N \leq T_{\text{к}}. \quad (4.8)$$

Используя выражение $T_{\text{к}}$ из (4.5), запишем условие (4.8) в виде

$$5\tau N^2 + T_{\text{пр мин}} N \leq T_{\text{ОПР}}. \quad (4.9)$$

Решая (4.9) относительно числа каналов N при различных значениях времени преобразования $T_{\text{пр}}$ АЦП и постоянной времени τ одного канала, получим зависимость возможного числа измерительных каналов от указанных параметров.

Графики, представленные на рис. 4.8, получены из решения (4.9) при $T_{\text{ОПР}} = 1$ мс.

Из рис. 4.8 следует, что чем более быстродействующий АЦП в групповом тракте системы будет выбран с целью увеличения числа измерительных каналов (см. (3.12)), тем более существенное влияние на возможное число

измерительных каналов начинают оказывать переходные процессы, которые неизбежны при переключении измерительных каналов с одного на другой.

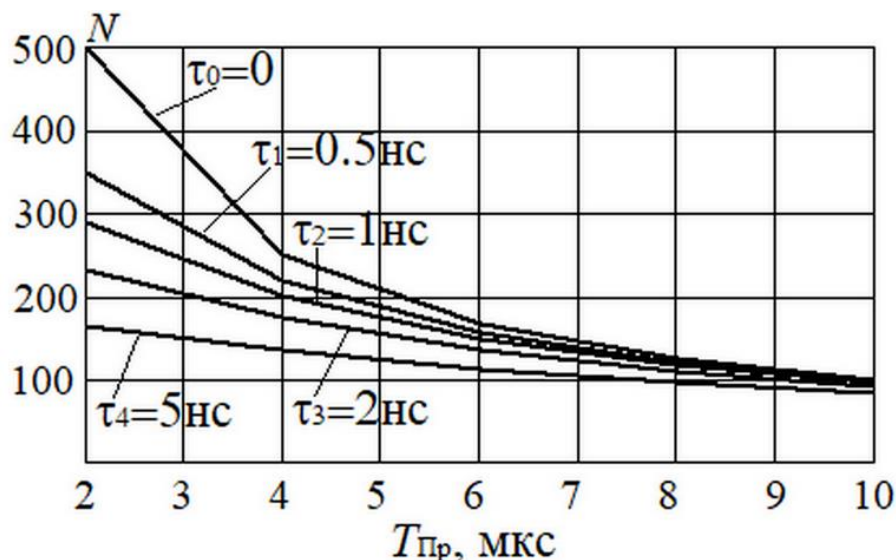


Рис. 4.8. Достижимое число каналов ИИС

Для снижения протяженности соединительных линий между датчиками и аппаратурой уплотнения и уменьшения влияния переходных процессов при переключении измерительных каналов применяют многоступенчатую коммутацию датчиков [18]. Ступеням коммутации присваивают номера: 1, 2, 3,.... Главной ступенью коммутации считается ступень с номером 1. Коммутатор каналов в 1-й ступени коммутации называют основным коммутатором (ОК). Коммутацию датчиков осуществляют коммутаторы каналов самой низшей ступени, номер которой зависит от количества ступеней коммутации. При трех ступенях коммутации номер последней ступени будет 3. Коммутаторы самой последней ступени коммутации называют локальными коммутаторами (ЛК). Ступени коммутации, расположенные между первой и последней ступенями, являются промежуточными. На рис. 4.9 приведена структурная схема [18] устройства опроса датчиков с двумя ступенями коммутации.

Основной коммутатор в аппаратуре уплотнения каналов первой ступени АУ1 имеет k входов, к каждому из которых может быть подключен выход локального коммутатора аппаратуры уплотнения каналов второй ступени АУ2.

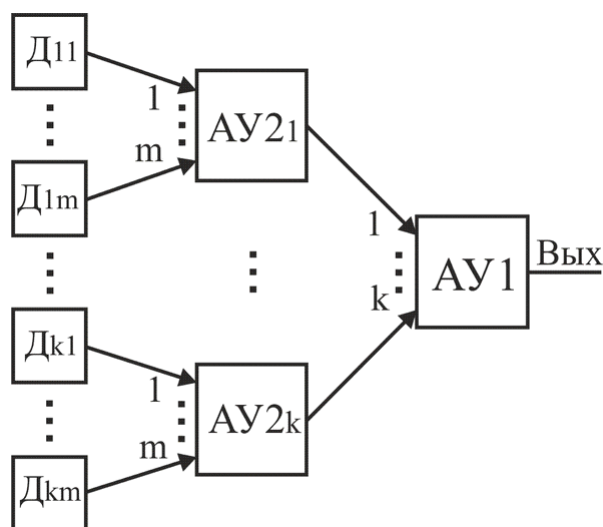


Рис. 4.9. Двухступенчатая коммутация измерительных цепей
в многоканальной информационно-измерительной системе

Локальные коммутаторы размещают на объекте больших размеров в местах локализации групп датчиков, подключаемых к входам ЛК. Локальные коммутаторы в общем случае могут иметь различное число входов. На рис. 4.9 показан вариант с одинаковым числом m входов у всех ЛК.

При многоступенчатой коммутации измерительных цепей сокращается расстояние от датчиков до локальных коммутаторов, а каждый их локальных коммутаторов (их выходы) подключается к одному из входов основного коммутатора только одной соединительной линией. Таким образом, при многоступенчатой коммутации уменьшается общая длина соединительных линий, их габариты и вес.

Общее число коммутируемых измерительных цепей (каналов) определяется произведением числа входов коммутаторов всех ступеней коммутации. Для двухступенчатой коммутации, показанной на рис. 4.9, Общее число каналов может быть равно $N=m \cdot k$. Ниже будет рассмотрена возможность обмена числа каналов на увеличение частоты опроса датчиков.

При многоступенчатой коммутации на выходе коммутатора каналов сходятся уже не N ключевых устройств, а только $m < N$ (выход локального коммутатора), поэтому суммарная межэлектродная емкость, влияющая на длительность переходного процесса при переключении каналов, существенно уменьшается. Соответственно уменьшается постоянная времени RC-цепи на входе группового тракта ИИС, и снижается влияние этой цепи на уменьшение возможного числа коммутируемых измерительных каналов (см. рис. 4.8).

На примере двухступенчатой коммутации измерительных цепей рассмотрим варианты организации опроса датчиков.

4.3.1. Последовательный опрос локальных коммутаторов

При последовательном опросе локальных коммутаторов сначала происходит последовательный опрос всех датчиков, подключенных к входам первого ЛК, затем опрашиваются датчики второго ЛК и т.д. При этом частота переключения счетчиков каналов в локальных коммутаторах в m раз больше частоты переключения счетчика в основном коммутаторе. В данном случае счетчик в основном коммутаторе выполняет функцию счетчика локальных коммутаторов. Вариант двухступенчатой коммутации с последовательным опросом локальных коммутаторов показан на рис. 4.10 как «Вариант 1».

В этом случае счетчик в основном коммутаторе сменит свое текущее состояние на следующее только когда пройдет весь цикл смены состояний счетчика каналов локального коммутатора. Таким образом, за время включения одной из коммутируемых цепей 1-й ступени опрашиваются все каналы подключенного к этой цепи локального коммутатора 2-й ступени (рис. 4.10).

Длительность одного кадра, т.е. время, за которое опрашиваются все N каналов, равно

$$T_{\text{КАДР}} = m \cdot k \cdot T_K, \quad (4.10)$$

где T_K – период следования импульсов на выходе генератора тактовых импульсов (ГТИ), равный интервалу времени, в течение которого один датчик подключен к выходу двухступенчатого коммутатора каналов.

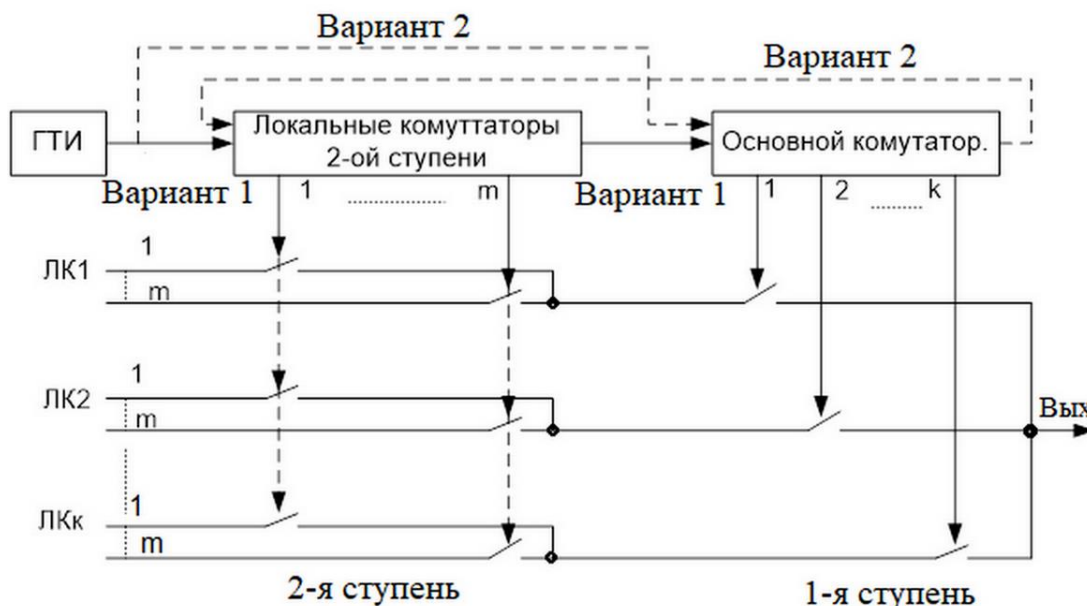


Рис. 4.10 – Варианты организации опроса цепей первой и второй ступеней коммутации

Если частоты опроса всех датчиков одинаковые, то период опроса каждого

датчика равен длительности кадра: $T_{\text{ОПР}} = T_{\text{КАДР}}$. Временные диаграммы, соответствующие этому случаю, показаны на рис. 4.11. Оценим такую организацию опроса измерительных цепей с точки зрения возможности обеспечения информационной гибкости, т.е. возможности получения разных частот опроса для разных источников информации. Увеличить частоты опроса по отдельным каналам можно на основе запараллеливания коммутируемых цепей (см. подраздел 4.2.1). Из временной диаграммы (рис. 4.11) следует, что нельзя запараллеливать входные цепи коммутаторов второй ступени (локальных коммутаторов), т. к. при этом нарушается периодичность опроса датчиков, что существенно затрудняет восстановление по дискретным отсчетам исходных непрерывных сигналов.



Рис. 4.11 – Временные диаграммы при меньшей частоте переключения цепей основного коммутатора

Для сохранения равномерного опроса источников информации можно запараллеливать только входные цепи коммутатора первой ступени (основного коммутатора). Однако при этом уменьшается количество ЛК, обслуживаемых основным коммутатором. В оставшихся ЛК, подключенных к нескольким входным цепям ОК, частота опроса увеличивается сразу по всем каналам, что не всегда требуется. Таким образом, коммутация измерительных цепей с последовательным опросом локальных коммутаторов имеет ограниченные возможности по формированию разных частот опроса.

4.3.2. Поочередный опрос локальных коммутаторов

При поочередном опросе локальных коммутаторов счетчик локальных коммутаторов в коммутаторе первой ступени переключается от генератора

тактовых импульсов, а счетчики каналов всех коммутаторов второй ступени переключаются от счетчика коммутатора первой ступени (цепи управления счетчиками показаны на рис. 4.10 пунктиром). Таким образом, смена состояний счетчиков каналов локальных коммутаторов происходит по истечении полного цикла смены состояний счетчика основного коммутатора. При этом за время включения коммутируемой цепи первой ступени опрашивается одна коммутируемая цепь второй ступени. За полный первый цикл переключения основного коммутатора (k канальных интервалов T_k) опрашиваются первые каналы всех k локальных коммутаторов 2-й ступени (рис. 4.10). За полный второй цикл основного коммутатора опрашиваются вторые каналы всех локальных коммутаторов и т.д. Временные диаграммы, соответствующие поочередному опросу локальных коммутаторов, показаны на рисунке 4.12.

Так же, как и при последовательном опросе локальных коммутаторов, длительность кадра определяется выражением (4.10), а период опроса всех датчиков равен длительности кадра: $T_{\text{ОПР}} = T_{\text{КАДР}}$.

Из рассмотрения временных диаграмм на рис. 4.12 следует, что при поочередном опросе локальных коммутаторов можно запараллеливать непосредственно входные цепи второй ступени. Причем делать запараллеливание можно в любом локальном коммутаторе независимо от других ЛК. Периодичность опроса датчиков при этом сохраняется.

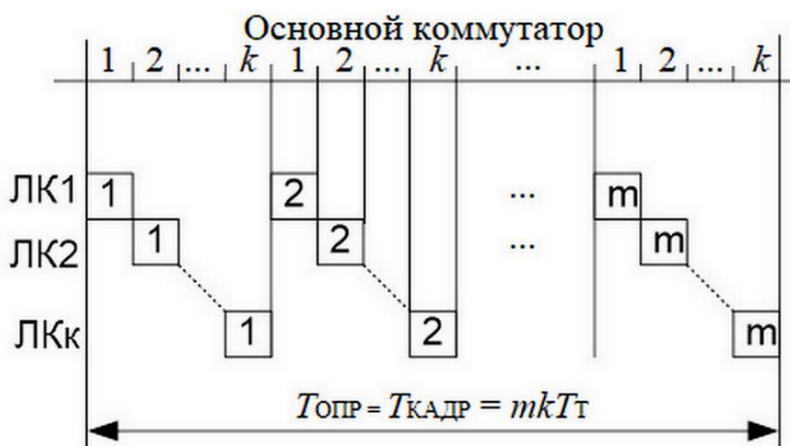


Рис. 4.12. Временные диаграммы при меньшей частоте переключения локальных коммутаторов

Таким образом, коммутация измерительных цепей с поочередным опросом локальных коммутаторов дает больше возможностей для формирования разных частот опроса, т.е. обеспечивает бóльшую информационную гибкость ИИС по сравнению с вариантом многоступенчатой коммутации, когда локальные коммутаторы опрашиваются последовательно.

По многоступенчатой структуре выполнены промышленно выпускаемые радиотелеметрическая система РТС-9 [3], информационно-измерительные системы К742 [1], К752 [21].

5. Ключевые устройства коммутаторов каналов многоканальных информационно-измерительных систем

Основным блоком ИИС с временным разделением каналов является коммутатор каналов, осуществляющий дискретизацию измерительных сигналов и разделение полученных отсчетов разных каналов по времени. Коммутатор каналов (см. рис. 2.8) состоит из набора аналоговых ключевых устройств (КУ) и устройства управления, которое, как было показано ранее, может быть реализовано как программно, так и аппаратно на основе кольцевых распределителей и логических избирательных схем.

Работу КУ описывают следующими терминами:

КУ замкнуто (или открыто), если сигнал с его входа проходит на его выход;

КУ разомкнуто (или закрыто) – если сигнал не проходит на выход ключевого устройства.

Ключевые устройства, осуществляющие коммутацию измерительных цепей должны удовлетворять определенным требованиям.

1. Коэффициент передачи в замкнутом состоянии должен стремиться к единице: $K_{\Pi} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \rightarrow 1$.

2. Независимость значения K_{Π} от значения входного сигнала и управляющего сигнала.

3. Стабильность значения K_{Π} и других параметров ключевого устройства во времени и при действии дестабилизирующих факторов.

4. Идентичность значений K_{Π} в разных ключевых устройствах собранных по одной ключевой схеме и используемых в одном коммутаторе каналов.

5. Отсутствие помех в выходном импульсном сигнале от действия, например, управляющих сигналов.

6. Скорость переключения КУ должна быть достаточна для обеспечения заданного быстродействия коммутатора канала.

7. Согласование входных и выходных сопротивлений ключевого элемента с сопротивлениями переключаемых цепей.

5.1. Типы ключевых устройств

Ключевые устройства могут быть последовательного, параллельного и последовательно-параллельного типа [1].

КУ последовательного типа состоит из одного ключевого элемента (КЭ), включенного последовательно с источником сигнала и нагрузкой (рис. 5.1):

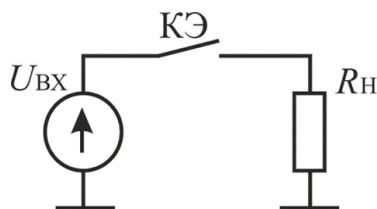


Рис. 5.1. Ключевое устройство последовательного типа

Для КУ последовательного типа замыкание ключевого элемента эквивалентно замыканию ключевого устройства.

В КУ параллельного типа ключевой элемент подключен параллельно источнику сигнала и нагрузке (рис. 5.2).

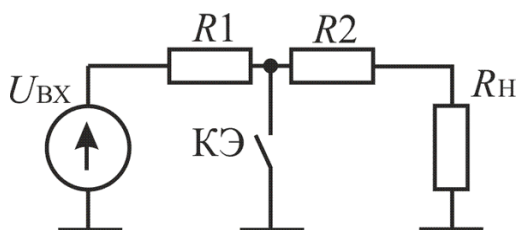


Рис. 5.2. Ключевое устройство параллельного типа

Замыканию ключевого устройства соответствует размыкание ключевого элемента $КЭ$. При этом сигнал U_{BX} от датчика проходит через $R1$ и $R2$ на нагрузку R_H . Если же $КЭ$ замкнут, то точка соединения резисторов $R1$ и $R2$ имеет нулевой потенциал, и сигнал от источника сигнала на выход ключевого устройства не проходит, т.е. КУ разомкнуто. Наличие резисторов $R1$ и $R2$ в ключевом устройстве необходимо для исключения короткого замыкания источника сигнала и нагрузки через $КЭ$ на общий провод.

Ключевое устройство последовательно-параллельного типа представлено на рис. 5.3. Оно содержит три ключевых элемента, два из которых, $КЭ1$ и $КЭ3$ соединены последовательно. Ключевой элемент $КЭ2$ подключает точку соединения $КЭ1$ и $КЭ3$ к общему проводу.

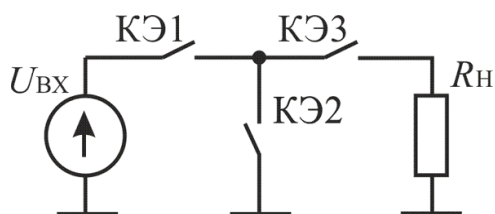


Рис. 5.3. Последовательно-параллельное ключевое устройство

Для последовательно-параллельного КУ возможны следующие состояния:

- 1) ключевые элементы КЭ1 и КЭ3 замкнуты, а КЭ2 разомкнут, при этом ключевое устройство замкнуто, и входной сигнал проходит на выход КУ;
- 2) ключевые элементы КЭ1 и КЭ3 разомкнуты, а КЭ2 замкнут, в этом случае ключевое устройство разомкнуто, и входной сигнал на выход КУ не проходит.

5.2. Схемотехническая реализация ключевых устройств

Ключевые устройства коммутаторов каналов современных информационно-измерительных систем выполняются на основе электронных элементов: полупроводниковых диодов, биполярных транзисторов, полевых транзисторов, КМОП транзисторов.

Наиболее совершенными являются КУ, выполненные по КМОП-технологии (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник). Комплементарная структура означает, что используются одновременно полевые транзисторы с изолированным затвором с каналами разного типа проводимости: *n*-канальные и *p*-канальные. Преимуществом МОП-транзисторов с изолированным затвором по сравнению с биполярными транзисторами являются малые токи утечки, высокое входное сопротивление, отсутствие остаточного напряжения на открытом ключевом элементе, что дает возможность коммутировать сигналы очень низкого уровня (доли, единицы милливольт).

Ключевое устройство на КМОП-транзисторах состоит из двух параллельно включенных транзисторов, один из которых имеет *n*-канал, а второй – *p*-канал. Истоки транзисторов соединены между собой и являются входом ключевого устройства. Выход ключевого устройства образуется соединенными стоками транзисторов.

На рис. 5.4,а,б приведены условные графические изображения полевых МОП транзисторов соответственно с индуцированным *n*-каналом и *p*-каналом и их передаточные характеристики (зависимость тока стока I_C от напряжения между затвором и истоком $U_{з-и}$).

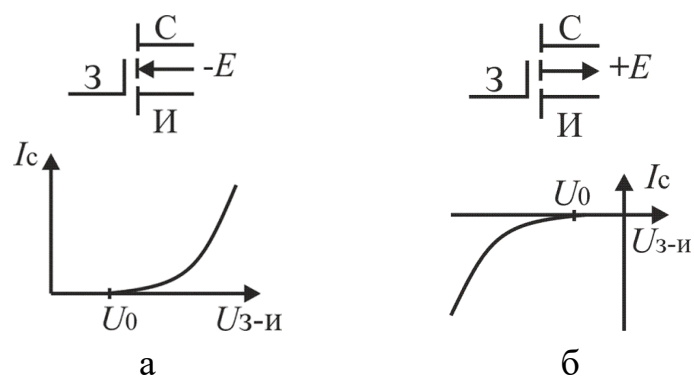


Рис. 5.4. МОП-транзисторы с n -каналом (а) и p -каналом (б)

При нулевом напряжении на затворе ток стока равен нулю. Заметный ток появляется тогда, когда напряжение затвора превысит по модулю пороговое значение U_0 . В МОП-транзисторах подложка образует с истоком и стоком p - n переходы, которые все время должны быть заперты.

Если МОП-транзистор выполнен с выводом подложки (показана на рис.5.4 выводом со стрелкой), то у МОП-транзисторов с p -каналом подложка n -типа должна быть подключена к потенциалу не меньше самого максимального положительного входного сигнала, а у транзисторов с n -каналом подложка p -типа подключается к потенциалу, меньшему самого минимального отрицательного входного сигнала.

Так как затвор изолирован от канала, нет опасности появления токов затвора (кроме, конечно, пробойных состояний).

Схема ключевого устройства, выполненного на КМОП-транзисторах, приведена на рис. 5.5. Такие КУ применяются в микросхемах коммутаторов каналов серий 590 (К590, КР590) и 591 (К591, КР591), например, 590КН6 (8-канальный коммутатор напряжения) и 591КН2 (16-канальный коммутатор напряжения). За счет комплементарной структура это ключевое устройство может коммутировать входные сигналы от $-E$ до $+E$, где E – значение напряжений питания микросхем коммутаторов каналов.

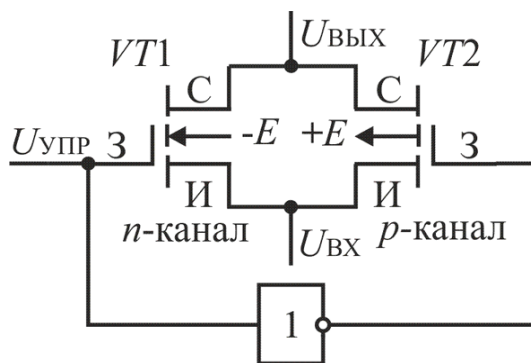


Рис. 5.5. Ключевое устройство на КМОП-транзисторах

В названных выше микросхемах напряжение питания составляет ± 15 В. Соответственно напряжение управления $U_{\text{УПР}}$, подаваемое на затворы МОП-транзисторов, имеет значения $+E$ или $-E$.

Рассмотрим два состояния ключевого устройства, КУ открыто (замкнуто) и КУ закрыто (разомкнуто), и условия обеспечения этих состояний при изменении напряжения $U_{\text{ВХ}}$ коммутируемого сигнала от $-E$ до $+E$.

Ключевое устройство открыто

Для обеспечения открытого состояния КУ необходимо, чтобы был открыт хотя бы один из транзисторов $VT1$ или $VT2$. Для этого напряжение затвор-исток ($U_{\text{з-и}}$) должно превышать по модулю пороговое значение U_0 (см. рис. 5.4).

Для того, чтобы открыть транзистор $VT1$, на его затвор необходимо подать напряжение управления $U_{\text{УПР1}} = +E$. Для открывания транзистора $VT2$ на затвор необходимо подать напряжение $U_{\text{УПР2}} = -E$. Это обеспечивается введением в схему КУ инвертора (см. рис. 5.5).

Рассмотрим два крайних случая значения входного сигнала.

1) $U_{\text{ВХ}} = +E$.

$U_{\text{УПР1}} = +E$, $U_{\text{УПР2}} = -E$.

В этом случае $U_{\text{з-и}}(VT1) = 0$, и транзистор $VT1$ закрыт, ток через канал исток-сток равен нулю (см. рис. 5.4,а). Но $U_{\text{з-и}}(VT2) = -2E < U_0$ (см. рис. 5.4,б), поэтому транзистор $VT2$ открыт. Таким образом, вход КУ соединен с выходом и КУ, в целом, открыто.

2) $U_{\text{ВХ}} = -E$.

Сигналы управления остались прежние.

В этом случае $U_{\text{з-и}}(VT2) = 0$, и транзистор $VT2$ закрыт, ток через канал исток-сток равен нулю (см. рис. 5.4,б). Но $U_{\text{з-и}}(VT1) = 2E > U_0$ (см. рис. 5.4,а), поэтому транзистор $VT1$ открыт. Таким образом, вход КУ соединен с выходом и КУ, в целом, открыто.

Если $|U_{\text{ВХ}}| < |E - U_0|$, то будут открыты оба транзистора $VT1$ и $VT2$, обеспечивая соединение входа КУ с его выходом.

Ключевое устройство закрыто

Для обеспечения закрытого состояния КУ необходимо, чтобы были закрыты оба транзистора $VT1$ и $VT2$. Для этого напряжение затвор-исток ($U_{\text{з-и}}$) не должно превышать по модулю пороговое значение U_0 (см. рис. 5.4).

В указанных выше микросхемах для того, чтобы закрыть транзистор $VT1$, на его затвор необходимо подается напряжение управления $U_{\text{УПР1}} = -E$. Для закрывания транзистора $VT2$ на затвор подается напряжение $U_{\text{УПР2}} = +E$.

Опять рассмотрим два крайних случая значения входного сигнала.

1) $U_{BX} = +E$.

$U_{УПР1} = -E$, $U_{УПР2} = +E$

В этом случае $U_{3-И}(VT1) = -2E$ (см. рис. 5.4,а), и транзистор VT1 закрыт, ток через канал исток-сток равен нулю.

Напряжение $U_{3-И}(VT2) = 0$ (см. рис. 5.4,б), поэтому транзистор VT2 закрыт. Таким образом, вход КУ закрыто.

2) $U_{BX} = -E$.

Сигналы управления остались прежние.

В этом случае $U_{3-И}(VT1) = 0$ (см. рис. 5.4,а), и транзистор VT1 закрыт, ток через канал исток-сток равен нулю.

Напряжение $U_{3-И}(VT2) = 2E$ (см. рис. 5.4,б), поэтому транзистор VT2 тоже закрыт. Таким образом, вход КУ закрыто.

Следует отметить, что схемы КУ на МОП полевых транзисторах дают возможность менять местами вход и выход КУ. Таким образом, приведенные выше коммутаторы каналов серий 590 и 591 могут использоваться на передающей стороне ИИС как коммутаторы, обеспечивающие поочередное подключение сигналов от разных датчиков к общей линии, а на приемной стороне – как декоммутаторы, позволяющие распределить отсчеты измерительных сигналов разных датчиков по своим линиям для индивидуальной последующей обработки.

Контрольные вопросы

1. Опишите типы ключевых устройств коммутатора каналов.
2. Перечислите основные требования к ключевым устройствам.
3. Поясните принцип работы ключевого устройства на основе КМОП-транзисторов.
4. Перечислите достоинства ключевых устройств, выполненных на КМОП-транзисторах.
5. Поясните, за счет чего при построении ключевых устройств на КМОП-транзисторах возможна коммутация входных напряжений, сравнимых с напряжением питания микросхем коммутаторов каналов.

6. Восстановление исходных непрерывных сигналов по их дискретным отсчетам

Одним из видов представления потребителю информации о контролируемых процессах является представление ее в виде графиков

непрерывных сигналов, отображающих эти процессы. Таким образом, после проведения операций дискретизации, многоканальной передачи, разделения группового сигнала на последовательности дискретных отсчетов каждого измерительного сигнала необходимо по этим дискретным отсчетам восстановить исходный непрерывный сигнал.

Восстановление непрерывного сигнала может быть выполнено двумя способами [24]: интерполяционным способом и способом на основе применения фильтров нижних частот.

6.1. Интерполяционный способ

Процесс восстановления исходного непрерывного сигнала по дискретным отсчетам называют **интерполяцией**. При интерполяции строят так называемую **интерполирующую функцию** $U^*(t)$. Для этого через точки с координатами $(k \cdot T_d, U(k))$, где $k=1, 2, \dots$ – номера дискретных отсчетов измерительного сигнала, $U(k)$ – амплитуда k -го дискретного отсчета, проводят **интерполирующий полином** n -й степени. Наиболее часто используются степенные алгебраические полиномы [18]

$$U(t) = \sum_{j=0}^n a_j t^j, \quad (6.1)$$

где n – степень полинома,

a_j – действительные коэффициенты.

Принцип скользящей интерполяции

На практике для восстановления непрерывного сигнала в режиме реального времени применяют скользящее интерполирование. Это значит, что интерполирование производится не сразу на всем интервале существования сигнала, а только на интервале от t_k до t_{k+n} , в котором имеется $(n+1)$ отсчетов. Для этого берут группу из $(n+1)$ подряд идущих отсчетов, через них проводят интерполирующий полином степени n . На каждом очередном шаге дискретизации из имеющихся в группе $(n+1)$ отсчетов отбрасывают первый и добавляют очередной отсчет. Через вновь полученные $n+1$ отсчетов опять проводят полином степени n .

Интервал, содержащий $(n+1)$ отсчетов и равный $n \cdot T_d$, называют интервалом интерполяции.

Интервал, на котором значения интерполирующего многочлена присваиваются значениям интерполирующей функции, называется интервалом соответствия s . Интервалы соответствия нумеруют числами от 0 до $n-1$: $s=0, 1, \dots, n-1$.

Интерполирующий многочлен Лагранжа

В качестве интерполирующего полинома при скользящем интерполировании часто применяется многочлен Лагранжа n -й степени [18]:

$$L_n(\tau, s) = (-1)^n \frac{(\tau + s)(\tau + s - 1) \dots (\tau + s - n)}{n!} \sum_{i=0}^n (-1)^i \frac{U_i C_n^i}{\tau + s - i}, \quad (6.2)$$

где s – интервал соответствия,

$s=0, 1, 2, \dots, n-1$; n – степень полинома,

$U_i = U(t_k + iT_D)$ – значения отсчетов внутри интервала интерполяции,

t_k – начало интервала интерполяции,

$i=0, 1, \dots, n$ – порядковый номер отсчета в группе,

τ – относительное время внутри интервала интерполяции,

$$\tau = \frac{t_j - (t_k + sT_D)}{T_D}, \quad (6.3)$$

где t_j – произвольный момент времени внутри очередного интервала интерполяции.

Задержка восстановленного сигнала определяется номером интервала соответствия. В общем виде время задержки определяется по формуле:

$$t_{3Д} = (n - s)T_D, \quad (6.4)$$

Для снижения аппаратных и вычислительных затрат при реализации операции интерполяции наиболее широко используются полиномы нулевой, первой и второй степеней. При этом интерполяцию называют ступенчатой, линейной и параболической.

Ступенчатая интерполяция

В случае ступенчатой интерполяции степень полинома $n=0$, интервал соответствия $s=0$, и интерполяционный многочлен Лагранжа (6.2) приобретает вид:

$$L_0(\tau, 0) = U_0. \quad (6.5)$$

Это означает, что значение каждого очередного отсчета запоминается и сохраняется до следующего отсчета (рис. 6.1). При ступенчатой интерполяции принимают $t_{3Д} = T_D/2$ [18]. Для иллюстрации этого на рис. 6.1 показан

пунктирной линией условный задержанный сигнал. На самом же деле на выходе ступенчатого интерполятора восстановленный сигнал имеет вид ступенек.

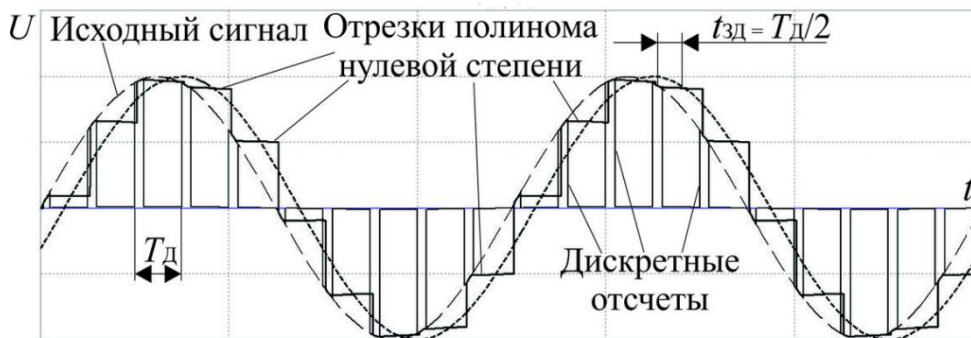


Рис. 6.1. Ступенчатая интерполяция

Реализовать ступенчатую интерполяцию можно на основе схемы выборки-хранения (рис. 6.2).

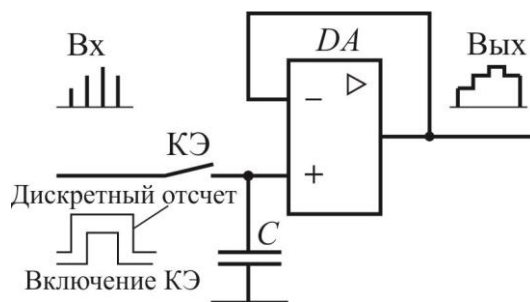


Рис. 6.2. Ступенчатый интерполятор

На вход схемы выборки-хранения, выполненной на операционном усилителе DA в режиме повторителя напряжения, конденсатора C и ключевого элемента КЭ, поступают дискретные отсчеты, следующие с периодом дискретизации T_d . Сигнал управления ключевым элементом (Включение КЭ на рис. 6.2) следует также с периодом T_d и расположен по времени внутри интервала времени, отводимого на передачу одного дискретного отсчета. Это необходимо для исключения влияния переходного процесса, неизбежного при переключении ключевых устройств коммутатора каналов (см. раздел 4.3). Сигнал управления замыкает КЭ и конденсатор C заряжается до амплитуды очередного дискретного отсчета. После размыкания КЭ напряжение на конденсаторе C остается постоянным до прихода очередного отсчета. Это напряжение повторяется на выходе операционного усилителя DA (рис. 6.1 и рис. 6.2).

При цифровом представлении дискретных отсчетов измерительного сигнала n -разрядным двоичным кодом в качестве ступенчатого интерполятора можно использовать цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Двоичный код подается на адресные входы ЦАП. Каждой кодовой комбинации на выходе

ЦАП соответствует свой уровень напряжения, т.е. реализуется ступенчатая интерполяция.

Линейная интерполяция

В случае линейной интерполяции степень полинома $n=1$, интервал соответствия $s=0$, и интерполирующий многочлен Лагранжа (6.2) приобретает вид:

$$L_1(\tau, 0) = U_0 + (U_1 - U_0)\tau. \quad (6.6)$$

При линейной интерполяции для построения отрезков полинома первой степени используются значения амплитуд двух соседних отсчетов, очередного (U_1) и предыдущего (U_0). Так как построение прямой линии можно начать только после приема очередного отсчета (U_1), то интерполирующая функция, составленная из отрезков полинома первой степени, будет задержана относительно исходного сигнала на один период дискретизации T_d : $t_{зд} = T_d$ (рис. 6.3).

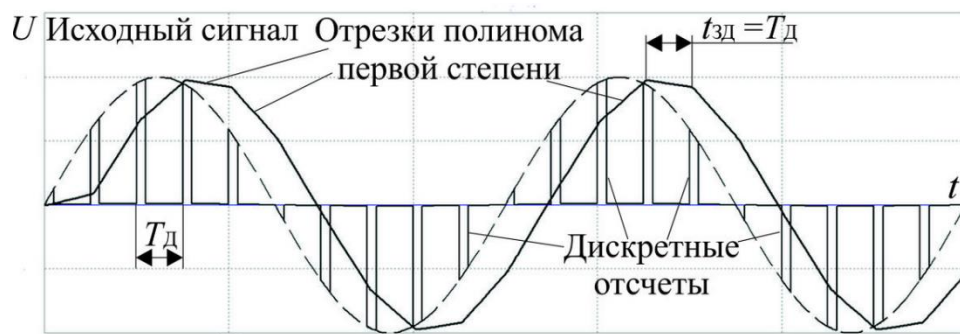


Рис. 6.3. Линейная интерполяция

Реализовать линейную интерполяцию можно на основе использования схемы выборки-хранения, запоминающей разность значений очередного и предыдущего отсчетов, и интегратора с постоянной интегрирования, равной периоду дискретизации T_d . Интегратор выполняет построение отрезков прямых линий, соединяющих вершины соседних отсчетов.

При цифровом представлении дискретных отсчетов измерительного сигнала n -разрядным двоичным кодом вычисляются K промежуточных значений интерполирующей функции между двумя соседними отсчетами. Кодовые комбинации, соответствующие значениям U_0 и U_1 дискретных отсчетов и рассчитанным промежуточным значениям интерполирующей функции и следующие с периодом $dT = T_d/K$, подаются на адресные входы ЦАП. На выходе ЦАП формируется аналог отрезка полинома первой степени, составленный из отрезков полинома нулевой степени (ступенек), т. е. процесс линейной интерполяции представляется ступенчатой интерполяцией с

увеличенной в K раз частотой следования отсчетов. Для сохранения заданной точности восстановления непрерывного сигнала значение K должно удовлетворять условию $K \geq \frac{2.45}{\sqrt{\delta_B}}$, где δ_B – заданная погрешность

восстановления непрерывного сигнала. Более подробно связь погрешности восстановления исходных непрерывных сигналов по их дискретным отсчетам с частотой дискретизации будет рассмотрена в разделе 7.2.

Расчет промежуточных значений интерполирующей функции может быть выполнен по следующему алгоритму.

1. Определить число K промежуточных значений интерполирующей функции между двумя соседними отсчетами
2. Запомнить число $N(t_k)$, являющееся цифровым представлением значения U_0 отсчета в момент t_k .
3. Запомнить число $N(t_{k+1})$, являющееся цифровым представлением значения U_1 отсчета в момент t_{k+1} .
4. Определить разность $\Delta N = N(t_{k+1}) - N(t_k)$.
5. Определить $dN = \Delta N / K$.
6. Поочередно прибавлять к числу $N(t_k)$ числа $dN, 2dN, \dots, idN, \dots, KdN$.
7. Полученные числа подавать с периодом T_d/K на входы ЦАП. На выходе ЦАП получим ступенчатую функцию. Но в силу малости ступенек при выводе этой функции на печать будет видна линия, соединяющую вершины отсчетов в моменты времени t_k и t_{k+1} .

8. Повторить операции по п.п.2-7 с отсчетами в моменты времени t_{k+1} и t_{k+2} .

Параболическая интерполяция

В случае параболической интерполяции степень полинома $n=2$. Если для построения интерполирующей функции выбирается интервал соответствия $s=0$, то интерполяционный многочлен Лагранжа (6.2) примет вид:

$$L_2(\tau, 0) = U_0 + \frac{4U_1 - 3U_0 - U_2}{2} \tau + \frac{U_0 + U_2 - 2U_1}{2} \tau^2, \quad (6.7)$$

где $U_0 = U(t_k)$, $U_1 = U(t_{k+1})$, $U_2 = U(t_{k+2})$.

В соответствии с (6.4) при использовании интервала соответствия $s=0$ задержка сигнала на выходе устройства восстановления $t_{зд} = 2T_d$.

При построении интерполирующей функции по отрезкам интерполирующего полинома на интервале соответствия $s=1$ интерполяционный многочлен Лагранжа (6.2) будет иметь вид:

$$L_2(\tau, 1) = U_1 + \frac{U_2 - U_0}{2} \tau + \frac{U_0 + U_2 - 2U_1}{2} \tau^2. \quad (6.8)$$

В этом случае задержка восстановленного сигнала относительно исходного составит $t_{3д} = T_d$.

Реализация параболической интерполяции на дискретных элементах требует существенных аппаратных затрат. С точки зрения аппаратных затрат лучше построить интерполирующую функцию, составленную из отрезков парабол, программным способом и вывести ее через ЦАП в виде непрерывного сигнала, составленного из ступенек, частота следования которых больше частоты дискретизации в число раз $K \geq \frac{1.818}{\sqrt[3]{\delta^2}}$.

Таким образом, 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. Чем выше степень интерполирующего полинома $x^*(t)$, тем с меньшей погрешностью построенная на его основе интерполирующая функция $U^*(t)$ будет представлять исходный сигнал $U(t)$. Погрешности восстановления исходных непрерывных сигналов по их дискретным отсчетам интерполяционным способом рассмотрены в разделе 7.2.

6.2. Применение фильтров нижних частот

Как было отмечено в подразделе 2.4.4, последовательность дискретных отсчетов измерительного сигнала представляет собой сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией, который описывается выражением (2.13), $U(kT_d) = S_0 \left[1 + m_{\text{АИМ}} S(kT_d) \right]$, из которого следует, что амплитуда импульсов изменяется по закону измерительного сигнала $S(t)$.

Измерительный сигнал может быть сложным колебанием, состоящим из суммы нескольких гармонических колебания. Поясним принцип восстановления непрерывного сигнала с помощью фильтров нижних частот (ФНЧ) на примере последовательности дискретных отсчетов измерительного сигнала с максимальной частотой $F_{\text{Смакс}}$: $S(t) = U_0 \cos(2\pi F_{\text{Смакс}} t)$. Такая последовательность, как отмечалось в подразделах 2.4.1, представляет собой сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией. Естественно, что все выражения и выводы, которые приведены ниже для составляющей измерительного сигнала с частотой $F_{\text{Смакс}}$, будут справедливы и для остальных составляющих спектра

измерительного сигнала с частотами $F_C < F_{C\text{макс}}$.

В подразделе 2.4.4 указывалось, что на выходе коммутатора каналов последовательность дискретных отсчетов, как правило, имеет вид АИМ-1. При гармоническом модулирующем сигнале спектр амплитуд сигнала с АИМ1 имеет вид [25]:

$$U_{\text{АИМ-1}}(t) = \frac{U_0\tau}{T_D} + \frac{2U_0\tau}{T_D} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T_D}}{k\pi \frac{\tau}{T_D}} \cos 2\pi k F_D t +$$

$$+ \frac{m_{\text{АИМ}} U_0\tau}{T_D} \cos 2\pi F_C t + \frac{m_{\text{АИМ}} U_0\tau}{T_D} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T_D}}{k\pi \frac{\tau}{T_D}} \cos 2\pi (k F_D \pm F_C) t \quad (6.9)$$

где F_C – частота модулирующего сигнала.

В соответствии с (6.9) спектр АИМ-сигнала включает бесконечно большое число спектральных зон, состоящих из частот, кратных частоте дискретизации, kF_D , и боковых составляющих с частотами $kF_D \pm F_C$, а также нулевую спектральную зону, в которой расположены составляющие исходного непрерывного измерительного сигнала с частотами от нуля до $F_{C\text{макс}}$.

Составляющие измерительного сигнала, расположенные в нулевой спектральной зоне, можно выделить с помощью фильтра нижних частот. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ФНЧ формируется таким образом, чтобы составляющие измерительного сигнала с частотами от нуля до $F_{C\text{макс}}$ проходили на выход фильтра полностью, а левая боковая составляющая первой спектральной зоны с частотой $F_D - F_{C\text{макс}}$ и все более высокочастотные составляющие ослаблялась, по крайней мере, в сто раз (рис. 6.4).

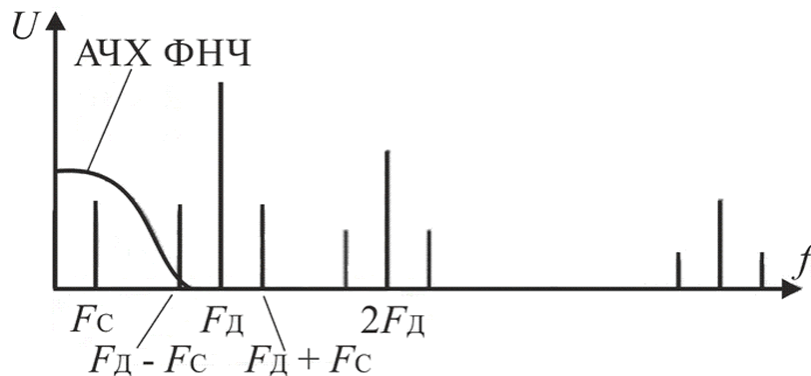


Рис. 6.4. Применение ФНЧ для восстановления непрерывного сигнала

Из (6.9) следует, что амплитуда восстановленного сигнала зависит от

отношения длительности отсчета τ к периоду дискретизации T_d . Поэтому при подаче на вход фильтра непосредственно дискретных отсчетов с АИМ-1 амплитуда восстановленного непрерывного сигнала на выходе ФНЧ будет в T_d/τ раз меньше амплитуды U_0 исходного сигнала.

Для увеличения амплитуды восстановленного сигнала, на приемной стороне после разделения дискретных отсчетов по своим каналам осуществляют преобразование канальных сигналов с АИМ-1 в сигналы с АИМ-2, например, с помощью схемы выборки-хранения (см. рис. 6.2). В результате запоминания длительность дискретного отсчета увеличивается до значения периода дискретизации: $\tau \approx T_d$. Таким образом, каждый отсчет приобретает вид прямоугольного импульса. Огибающая спектра амплитуд последовательности прямоугольных импульсов изменяется, как известно [25], по закону $\sin(x)/x$, поэтому при АИМ-2 огибающие составляющих нулевой спектральной и боковых составляющих каждой k -й спектральной зоны будут также зависеть от частоты по закону $\sin(x)/x$. Спектральный состав сигнала с АИМ-2 описывается выражением [25]:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{АИМ-2}}(t) = & U_0 \frac{\tau}{T_d} + 2U_0 \frac{\tau}{T_d} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T_d}}{k\pi \frac{\tau}{T_d}} + \\
 & + m_{\text{АИМ}} U_0 \frac{\tau}{T_d} \frac{\sin \pi F_C \tau}{\pi F_C \tau} \cos 2\pi F_C t + \\
 & + m_{\text{АИМ}} U_0 \frac{\tau}{T_d} \frac{\sin \pi (kF_d \pm F_C) \tau}{\pi (kF_d \pm F_C) \tau} \cos 2\pi (kF_d \pm F_C) t
 \end{aligned} \quad (6.10)$$

Так как при запоминании амплитуды дискретного отсчета на время, равное периоду дискретизации, получаем $\tau \approx T_d$, то амплитуда спектральной составляющей на частоте F_C при $m_{\text{АИМ}} = 1$ будет близка к U_0 , т.е. к амплитуде исходного непрерывного измерительного сигнала.