

26. Принципы построения аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Величина и знак ошибки квантования в АЦП.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) – это устройства, предназначенные для преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Для такого преобразования необходимо осуществить квантование аналогового сигнала, т. е. мгновенные значения аналогового сигнала ограничить определенными уровнями, называемыми уровнями квантования.

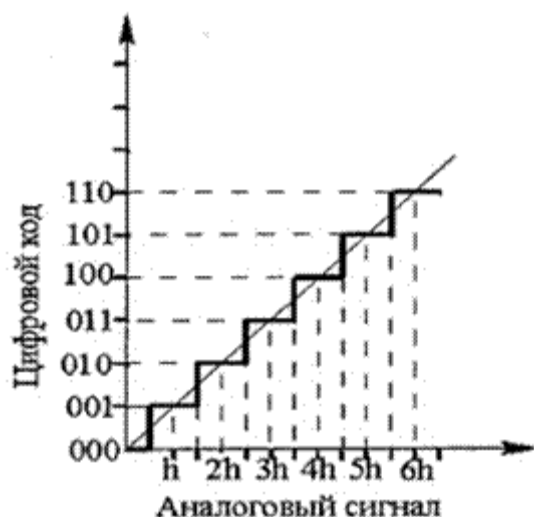
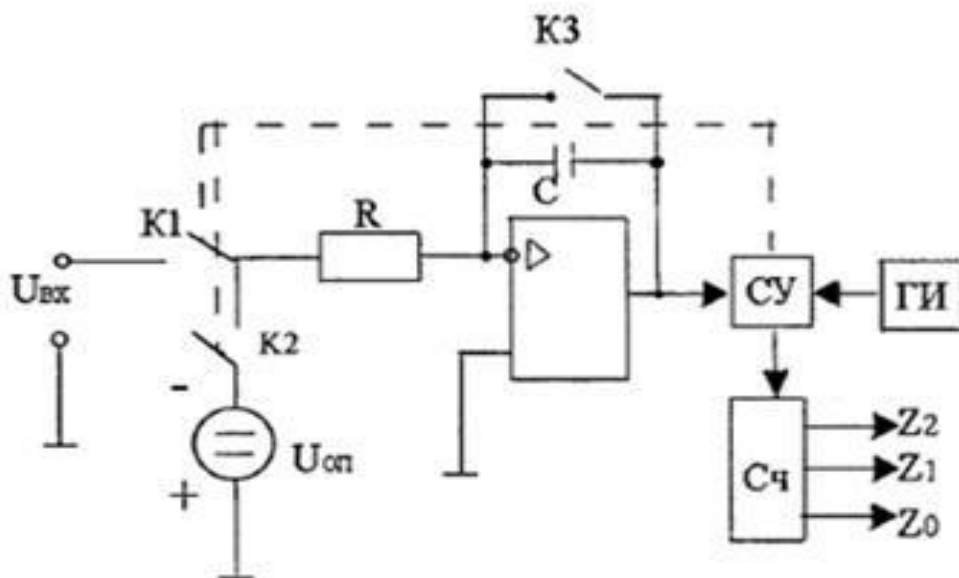


Рис. 3.3. Характеристика квантования

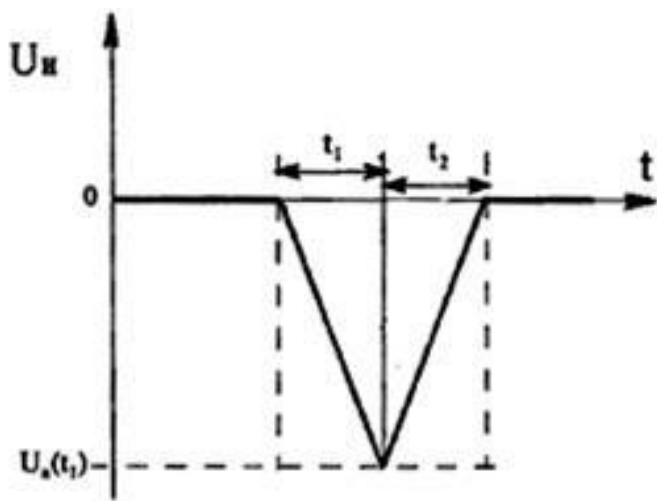
при шкале АЦП, соответствующей 10 В, абсолютное значение шага квантования не превышает 10 мВ. Время преобразования $t_{пр}$ – интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Характерными методами преобразования являются следующие: параллельного преобразования аналоговой величины и последовательного преобразования.

АЦП с двойным интегрированием также реализует метод последовательного преобразования входного сигнала (рис. ----->). Используются следующие обозначения: СУ – система управления, ГИ – генератор импульсов, СЧ – счетчик импульсов.



Принцип действия АЦП состоит в определении отношения двух отрезков времени, в течение одного из которых выполняется интегрирование входного напряжения $U_{вх}$ интегратором на основе ОУ (напряжение U_i на выходе интегратора изменяется от нуля до максимальной по модулю величины), а в течение следующего – интегрирование опорного напряжения $U_{оп}$ (U_i меняется от максимальной по модулю величины до нуля) (рис. 3.8). Пусть время t_1 интегрирования входного сигнала постоянно, тогда чем больше второй отрезок времени t_2 (отрезок времени, в течение которого интегрируется опорное напряжение), тем больше входное напряжение. Ключ K3 предназначен для установки интегратора в исходное нулевое состояние. В первый из указанных



отрезков времени ключ К1 замкнут, ключ К2 разомкнут, а во второй, отрезок времени их состояние является обратным по отношению к указанному. Одновременно с замыканием ключа К2 импульсы с генератора импульсов ГИ начинают поступать через схему управления СУ на счетчик Сч. Поступление этих импульсов заканчивается тогда, когда напряжение на выходе интегратора оказывается равным нулю.

Напряжение на выходе интегратора по истечении отрезка времени t_1 определяется выражением:

$$U_u(t_1) = -\left(1/RC\right) \cdot \int_0^{t_1} U_{вх} dt = -(U_{вх} \cdot t_1)/RC.$$

Используя аналогичное выражение для отрезка времени t_2 получим:

$$t_2 = -\left(RC/U_{оп}\right) \cdot U_{н}(t_1).$$

$$t_2 = \left(U_{вх}/U_{оп}\right) t_1$$

$$U_{вх} = U_{оп} \frac{t_2}{t_1}.$$

Имеется несколько источников погрешности АЦП. **Ошибки квантования** и (считая, что АЦП должен быть линейным) нелинейности присущи любому аналого-цифровому преобразованию. Кроме того, существуют так называемые апертурные ошибки которые являются следствием джиттера (англ. jitter) тактового генератора, они проявляются при преобразовании сигнала в целом (а не одного отсчёта).

Эти ошибки измеряются в единицах, называемых МЗР — младший значащий разряд. В приведённом выше примере 8-битного двоичного АЦП ошибка в 1 МЗР составляет 1/256 от полного диапазона сигнала, то есть 0,4 %, в 5-тритном троичном АЦП ошибка в 1 МЗР составляет 1/243 от полного диапазона сигнала, то есть 0,412 %, в 8-тритном троичном АЦП ошибка в 1 МЗР составляет 1/6561, то есть 0,015 %.

Ошибки квантования являются следствием ограниченного разрешения АЦП. Этот недостаток не может быть устранён ни при каком типе аналого-цифрового преобразования. Абсолютная величина ошибки квантования при каждом отсчёте находится в пределах от нуля до половины МЗР.

Как правило, амплитуда входного сигнала много больше, чем МЗР. В этом случае ошибка квантования не коррелирована с сигналом и имеет равномерное распределение. Её среднеквадратическое значение совпадает с среднеквадратичным отклонением распределения,

$$\frac{1}{\sqrt{12}} \text{LSB} \approx 0.289 \text{ LSB}.$$

которое равно . В случае 8-битного АЦП это составит 0,113 % от полного диапазона сигнала.

27. Принцип работы цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Анализ работы сигма-дельта модулятора. Линейная модель сигма-дельта модулятора. Дискретизация с перекрытием и формирование шума. Функции передачи сигнала и шума в линейной модели сигма - дельта модулятора. АЦП с сигма-дельта модулятором первого порядка.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) служат для преобразования информации из цифровой формы в аналоговый сигнал – суммирование токов и напряжений. ЦАП широко применяется в различных устройствах автоматики для связи цифровых ЭВМ с аналоговыми элементами и системами.

Принцип работы ЦАП состоит в суммировании аналоговых сигналов, пропорциональных весам разрядов входного цифрового кода, с коэффициентами, равными нулю или единице в зависимости от значения соответствующего разряда кода.

ЦАП преобразует цифровой двоичный код $Q_4Q_3Q_2Q_1$ в аналоговую величину, обычно напряжение $U_{\text{вых}}$. Каждый разряд двоичного кода имеет определенный вес i -го разряда вдвое больше, чем вес

$(i-1)$ -го. Работу ЦАП можно описать следующей формулой: $U_{\text{вых}} = e \cdot (Q_1 \cdot 1 + Q_2 \cdot 2 + Q_3 \cdot 4 + Q_4 \cdot 8 + \dots)$

где e - напряжение, соответствующее весу младшего разряда, Q_i - значение i -го разряда двоичного кода (0 или 1).

Например, числу 1001 соответствует

$$U_{\text{вых}} = e \cdot (1 \cdot 1 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 4 + 1 \cdot 8) = 9 \cdot e$$

Упрощенная схема реализации ЦАП представлена на рис.1. В схеме i -й ключ замкнут при $Q_i=1$, при $Q_i=0$ – разомкнут. Регистры подобраны таким образом, что $R \gg R_n$.

Эквивалентное сопротивление обведенного пунктиром двухполюсника $R_{\text{эк}}$ и сопротивление нагрузки R_n образуют делитель напряжения, тогда

$$U_{\text{вых}} = E \cdot R_n / (R_{\text{эк}} + R_n) \approx E \cdot R_n / R_{\text{эк}}$$

Проводимость двухполюсника $1 / R_{\text{эк}}$ равна сумме проводимостей ветвей (при $Q_i=1$ i -ветвь включена, при $Q_i=0$ – отключена):

$$1 / R_{\text{эк}} = Q_1 / 8R + Q_2 / 4R + Q_3 / 2R + Q_4 / R$$

$$U_{\text{вых}} = (8E R_n / R) \cdot (Q_1 \cdot 1 + Q_2 \cdot 2 + Q_3 \cdot 4 + Q_4 \cdot 8)$$

Очевидно, что $e = 8E R_n / R$. Выбором e можно установить требуемый масштаб аналоговой величины.

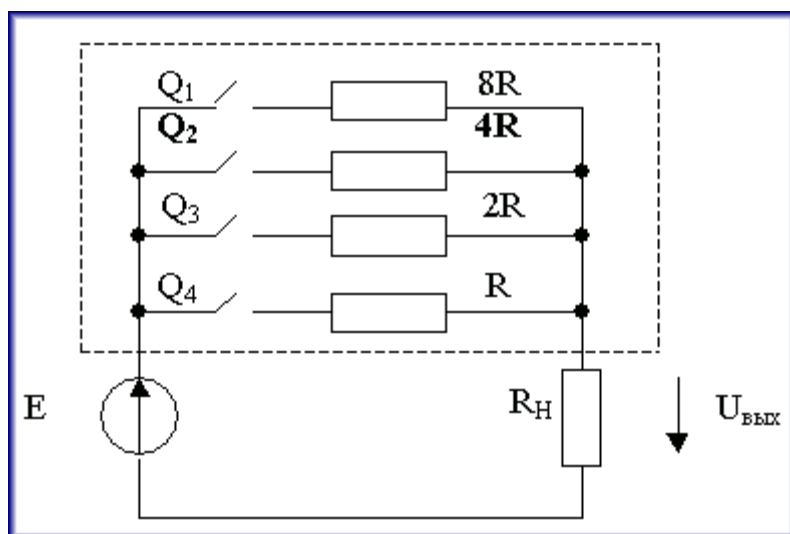


Рисунок 1. Схема ЦАП

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков. Во-первых, нелинейность переходной статической характеристики операционного усилителя, на котором выполняют интегратор, заметным образом сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения. Для уменьшения влияния этого фактора АЦП изготавливают многотактными. Например, 13-разрядный AD7550 выполняет преобразование в четыре такта. Другим недостатком этих АЦП является то обстоятельство, что интегрирование входного сигнала занимает в цикле преобразования только приблизительно третью часть. Две трети цикла преобразователь не принимает входной сигнал. Это ухудшает помехоподавляющие свойства интегрирующего АЦП. В-третьих, АЦП многотактного интегрирования должен быть снабжен довольно большим количеством внешних резисторов и конденсаторов с высококачественным диэлектриком, что значительно увеличивает место, занимаемое преобразователем на плате и, как следствие, усиливает влияние помех.

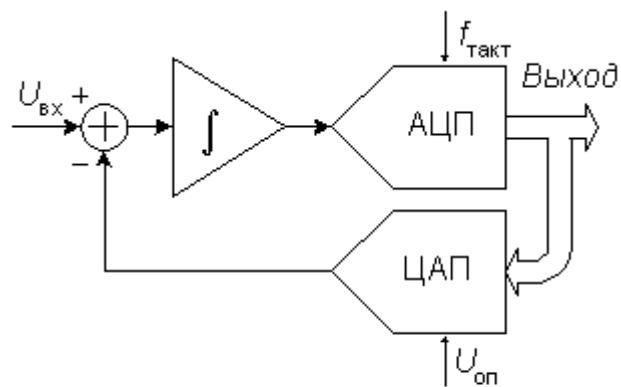


Рис. 14. Структурная схема сигма-дельта модулятора

Эти недостатки во многом устранены в конструкции **сигма-дельта АЦП** (в ранней литературе эти преобразователи назывались АЦП с уравниванием или балансом зарядов). Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: сумматора (обозначение операции - S) и интегратора (обозначение операции - D). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а следовательно увеличить разрешающую способность - это усреднение результатов измерения на

большом интервале времени. Основные узлы АЦП - это сигма-дельта модулятор и цифровой фильтр. Схема n-разрядного сигма-дельта модулятора первого порядка приведена на рис. 14. Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $U_{вх}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот. Порядок модулятора определяется численностью интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта модуляторы N-го порядка содержат N сумматоров и N интеграторов и обеспечивают большее соотношение сигнал/шум при той же частоте отсчетов, чем модуляторы первого порядка. Примерами сигма-дельта модуляторов высокого порядка являются одноканальный AD7720 седьмого порядка и двухканальный ADMOD79 пятого порядка.

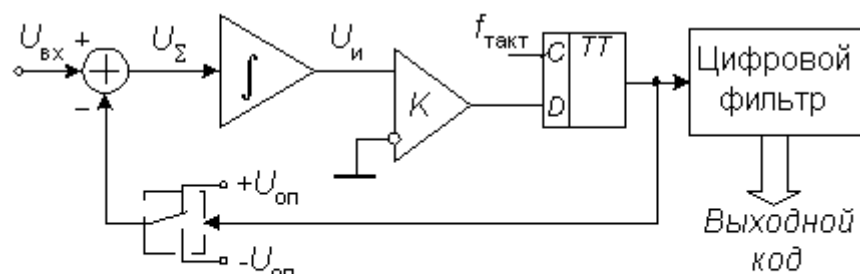


Рис. 15. Структурная схема сигма-дельта АЦП

Наиболее широко в составе ИМС используются однобитные сигма-дельта модуляторы, в которых в качестве АЦП используется компаратор, а в качестве ЦАП - аналоговый коммутатор (рис. 15). Принцип действия пояснен в табл. 2 на примере преобразования входного сигнала, равного 0,6 В, при $U_{оп}=1$ В. Пусть постоянная времени интегрирования интегратора численно

равна периоду тактовых импульсов. В нулевом периоде выходное напряжение интегратора сбрасывается в нуль. На выходе ЦАП также устанавливается нулевое напряжение.

В то же время применение цифрового фильтра нижних частот в составе сигма-дельта АЦП вместо счетчика вызывает переходные процессы при изменении входного напряжения. Время установления цифровых фильтров с конечной длительностью переходных процессов, как следует из их названия, конечно и составляет для фильтра вида $(\sin x/x)^3$ четыре периода частоты отсчетов, а при начальном

обнулении фильтра - три периода. Это снижает быстродействие систем сбора данных на основе сигма-дельта АЦП. Поэтому выпускаются ИМС AD7730 и AD7731, оснащенные сложным цифровым фильтром, обеспечивающие переключение каналов со временем установления 1 мс при сохранении эффективной разрядности не ниже 13 бит (так называемый Fast-Step режим). Обычно цифровой фильтр изготавливается на том же кристалле, что и модулятор, но иногда они выпускаются в виде двух отдельных ИМС (например, AD1555 - модулятор четвертого порядка и AD1556 - цифровой фильтр).

Сравнение сигма-дельта АЦП с АЦП многотактного интегрирования показывает значительные преимущества первых. Прежде всего, линейность характеристики преобразования сигма-дельта АЦП выше, чем у АЦП многотактного интегрирования равной стоимости. Это объясняется тем, что интегратор сигма-дельта АЦП работает в значительно более узком динамическом диапазоне, и нелинейность переходной характеристики усилителя, на котором построен интегратор, сказывается значительно меньше. Емкость конденсатора интегратора у сигма-дельта АЦП значительно меньше (десятки пикофарад), так что этот конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле ИМС. Как следствие, сигма-дельта АЦП практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень шумов. В результате, например, 24-разрядный сигма-дельта АЦП AD7714 изготавливается в виде однокристалльной ИМС в 24-выводном корпусе, потребляет 3 мВт мощности и стоит примерно 14 долларов США, а 18-разрядный АЦП восьмитактного интегрирования HI-7159 потребляет 75 мВт и стоит около 30 долларов. К тому же сигма-дельта АЦП начинает давать правильный результат через 3-4 отсчета после скачкообразного изменения входного сигнала, что при величине первой частоты режекции, равной 50 Гц, и 20-разрядном разрешении составляет 60-80 мс, а минимальное время преобразования АЦП HI-7159 для 18-разрядного разрешения и той же частоты режекции составляет 140 мс. В настоящее время ряд ведущих по аналого-цифровым ИМС фирм, такие как Analog Devices и Burr-Brown, прекратили производство АЦП многотактного интегрирования, полностью перейдя в области АЦП преобразования высокого разрешения на сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП высокого разрешения имеют развитую цифровую часть, включающую микроконтроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего процессора.

28. Транзисторные структуры (ТС). Диодно-транзисторные структуры (ДТС) как отражатели тока. Токовое зеркало Уилсона. Биполярно-униполярные структуры. Отражатели тока на ПТ.

При проектировании ПИС могут быть получены АЭ с заданными свойствами, при этом возможны два пути: схемотехнический и конструкционный. При схемотехническом подходе структуры АЭ получают путем соединения различными способами нескольких БТ (рис.1.1.а,в,ж), или БТ и ПТ, образуя биполярно-униполярные(полевые) структуры (рис.1.1.м,н), а также комбинации БТ или ПТ с пассивными (резистивными) элементами(рис.1.1. д,е,л), эквивалентные одному БТ(рис.1.1.б,г) или одному ПТ(рис.1.1.о) исходных типов, но с улучшенными параметрами. К конструкционным ТС относятся два и более БТ(рис.1.1. з) или ПТ, выполненные в едином технологическом цикле производства на одной подложке с идентичными параметрами, которые существенно расширяют функциональные возможности АЭ и позволяют использовать их в качестве базовой схемы ДУ. Дискретные варианты всех этих структур оказываются неэффективными из-за нарушения принципа идентичности характеристик отдельных АЭ. При конструкционном подходе на основе существующей технологии ПИС создаются принципиально новые АЭ, не имеющие аналогов в дискретном варианте: например, многоэмиттерный p-n-p(рис.1.1.и) или многоколлекторный p-n-p(рис.1.1.к) БТ. Влияя на геометрические размеры подобных ТС путем изменения площади эмиттеров или коллекторов, можно получить улучшенные технические характеристики схем.

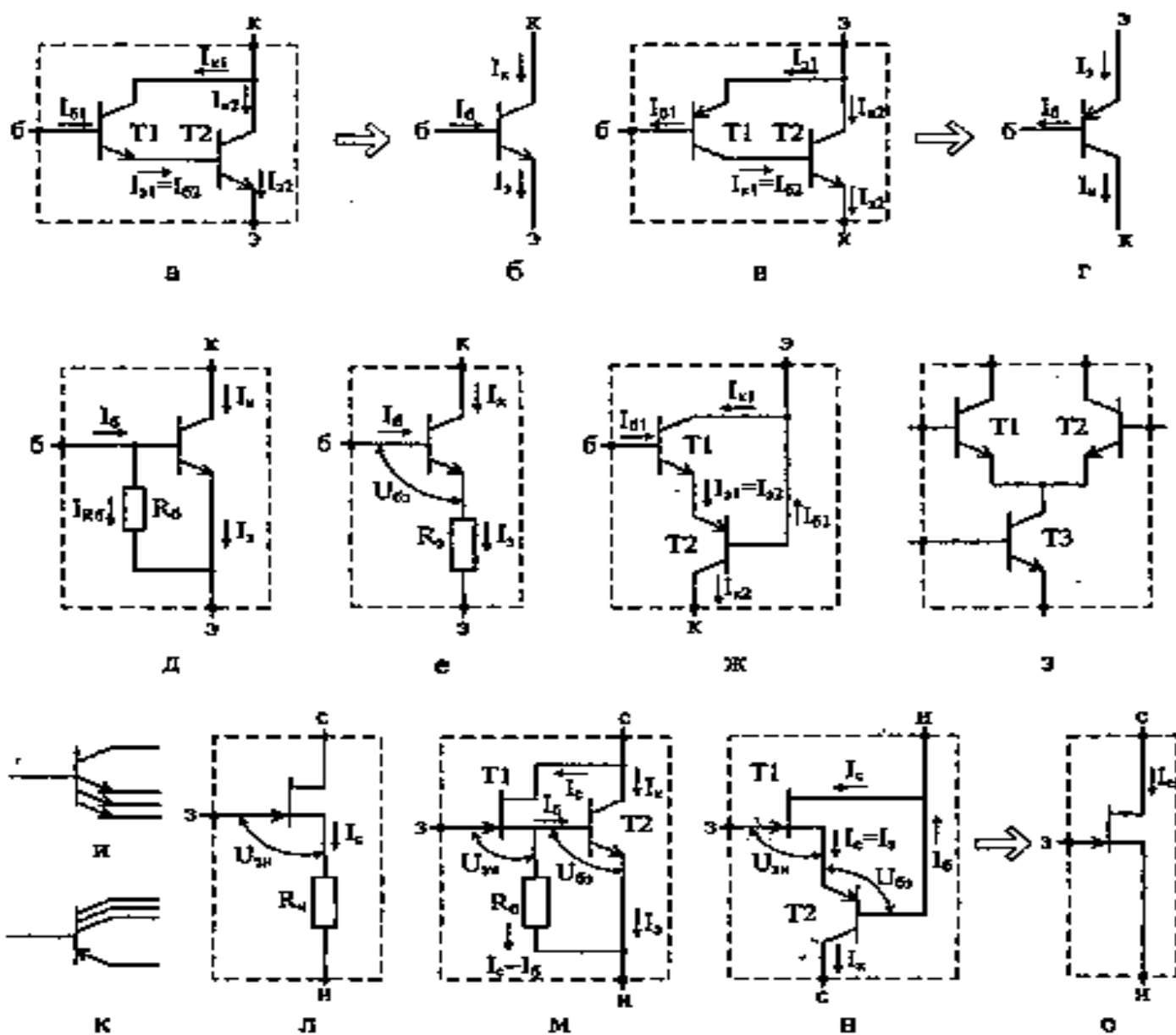
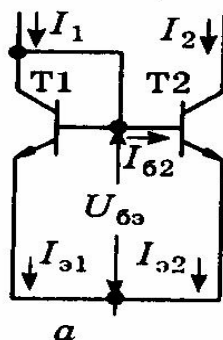


Рис. 1.1. Транзисторные структуры



Простейшая ДТС(рис. а) содержит два идентичных БТ с непосредственной связью эмиттеров, причем один из транзисторов оказывается прямосмещенным в диодном включении.

Исходя из св-в идентичности характеристик БТ $h_{21\beta 1} = h_{21\beta 2} = h_{21\beta}$ (4.10)

отношение токов I_2/I_1 , которое определяет коэффициент передачи токов ДТС

$$I_2 = I_{к2} = I_{62} \cdot h_{21\beta} = \frac{I_{э2}}{h_{21\beta} + 1} h_{21\beta},$$

$$I_1 = I_{э2} + I_{62} = I_{э1} + \frac{I_{э2}}{h_{21\beta} + 1} = \frac{I_{э2} + I_{э1}(h_{21\beta} + 1)}{h_{21\beta} + 1}$$

Тогда отношение токов

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{э2} h_{21\beta}}{I_{э2} + I_{э1}(h_{21\beta} + 1)} = \frac{N h_{21\beta}}{N + h_{21\beta} + 1} = N - \frac{N(N + 1)}{N + h_{21\beta} + 1},$$

где N- коэффициент отношения токов эмиттеров БТ,входящих в ДТС

$$N = \frac{I_{э2}}{I_{э1}},$$

$$\frac{I_2}{I_1} = 1 - \frac{2}{h_{21\beta} + 2}.$$

Если N=1, то

При N=1 ДТС называется отражателем тока (токовым зеркалом)

Более совершенная ДТС (отражатель тока Уилсона) строится на трех БТ(см. рис. е)

