

РОАТ Кафедра СУТИ

Каналообразующие устройства телекоммуникационных устройств и систем

(Для студентов РОАТ)

Лекции в презентациях

Лунев С. А.

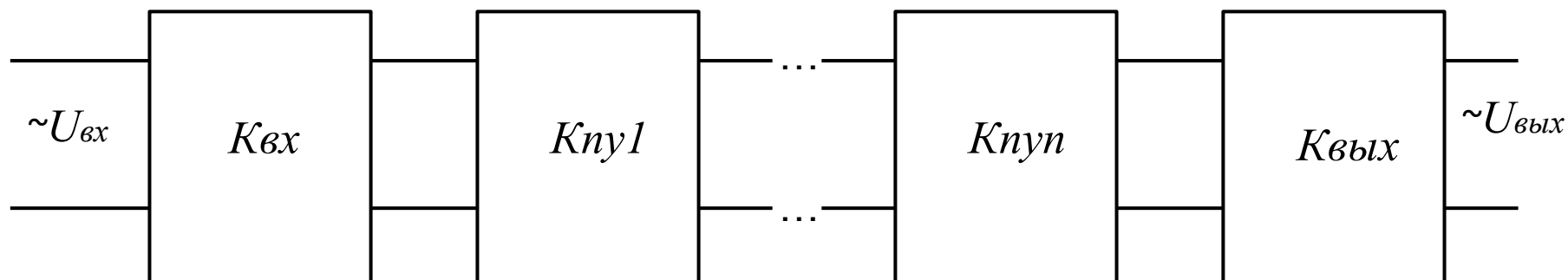
Литература

Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи : учеб. для ВУЗов ж.-д. трансп./Г. В. Горелов, А. А. Волков, В. И. Шелухин 2007 М. : ГОУ УМЦ по образованию на ж.д. трансп.

Усилители

Усилитель это устройство, преобразующее сигнал малой мощности в сигнал большей мощности за счёт энергии источника питания.

Применяемые на практике усилители являются достаточно сложными устройствами, которые содержат в себе несколько усилительных каскадов, обеспечивающих не только усиление входного сигнала, но и согласование с источником и нагрузкой.



Усилительный каскад это минимальный функциональный блок, обеспечивающий усиление сигнала.

Обычно в его состав входят один или несколько усилительных элементов (электронный прибор, обеспечивающий усиление сигнала—транзистор), цепи обратной связи, элементы обеспечивающие режим по постоянному току, и т. д.

На рисунке приведена обобщённая структурная схема многокаскадного усилителя. В общем случае усилитель состоит из входного каскада (с коэффициентом усиления $K_{вх}$), одного или нескольких каскадов предварительного усиления ($K_{п1} \dots K_{пn}$), и выходного каскада ($K_{вых}$)

Основной задачей входного и выходного каскадов является согласование усилителя с источником сигнала и нагрузкой, обычно это делается с целью получения согласованного режима работы цепи.

В согласованном режиме работы выходное сопротивление источника сигнала равно входному сопротивлению нагрузки (например выходное сопротивление источника сигнала и входное сопротивление входного каскада). В этом случае обеспечивается максимальная мощность

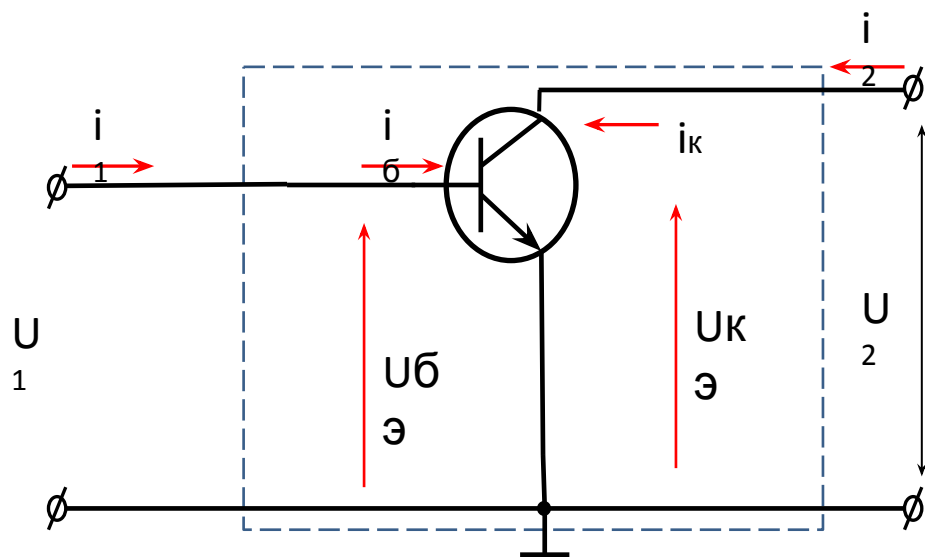
Каскады предварительного усиления обеспечивают необходимый уровень усиления сигнала. Если необходимый уровень выходного сигнала нельзя получить с помощью одного каскада, то ставят дополнительные, в количестве, обеспечивающем требуемый коэффициент усиления

Важнейшей величиной, характеризующей усилительный каскад, является коэффициент усиления, равный отношению уровня выходного сигнала к уровню входного

Транзистор собранный по схеме с общим эмиттером может быть представлен в виде активного линейного четырёхполюсника, который характеризуется входными (U_1, I_1) и выходными (U_2, I_2) токами и напряжениями.

При расчёте усилителей с общим эмиттером наибольшее распространение получили h – параметры, связывающие токи и напряжения с помощью следующей системы линейных уравнений:

$$\begin{cases} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{cases}$$



В соответствии с рисунком и учитывая, что для усилителя входными и выходными сигналами являются приращения соответствующих токов и напряжений, можно представить эту систему уравнений в следующем виде:

$$\begin{cases} \Delta U_{бэ} = h_{11}\Delta I_{б} + h_{12}\Delta U_{кэ} \\ \Delta I_{к} = h_{21}\Delta I_{б} + h_{22}\Delta U_{кэ} \end{cases}$$

Приравнивая к нулю $\Delta I_{б}$ (режим холостого хода на входе) и $\Delta U_{кэ}$ (режим короткого замыкания на выходе) можно определить h – параметры

Физический смысл h -параметров следующий:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{б}} \quad \text{- входное сопротивление при коротком замыкании на выходе}$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \quad \text{- коэффициент обратной связи по напряжению}$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} \quad \text{- коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе}$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{кэ}} \quad \text{- выходная проводимость при холостом ходе на входе}$$

Помимо h -параметров, для анализа работы транзисторов применяются коэффициенты передачи тока эмиттера ($\alpha = \Delta I_{к}/\Delta I_{э}$) и тока базы ($\beta = \Delta I_{к}/\Delta I_{б}$).

Значение коэффициента α для современных транзисторов, подключенных по схеме с общим эмиттером, практически равно единице ($\alpha = 0,9 \dots 0,995$), поэтому при анализе схем с ОЭ он не применяется

Намного большее значение при расчёте параметров схем с общим эмиттером имеет коэффициент β , значение которого составляет $\beta = (20...200)$. При грубых расчётах схем с ОЭ, коэффициент β может использоваться как основной параметр, характеризующих транзистор

Различают три коэффициента усиления – коэффициент усиления по напряжению, току и мощности

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = - \frac{I_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}} = - \frac{I_{\text{ВХ}} h_{21} R_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}} \approx - \frac{h_{21} R_{\text{КЭКВ}}}{R_{\text{ВХ}}}$$

Если не учитывать внутреннее сопротивление источника сигнала R_2 , то входное сопротивление каскада с ОЭ на переменном токе будет определяться параллельным соединением резисторов базового делителя R_1, R_2 и входного сопротивления транзистора h_{11} .

Обычно входное сопротивление транзистора h_{11} и сопротивление резистора R_2 составляют сотни Ом – единицы кОм. Следовательно, входное сопротивление каскада с ОЭ является относительно низким.

Выходное сопротивление каскада с ОЭ на переменном токе определяется параллельным соединением резисторов R_k , R_H и выходного сопротивления транзистора h_{22}

Выходное сопротивление транзистора на практике составляет десятки – сотни кОм, сопротивление резистора R_k – сотни Ом – единицы кОм

Коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \approx \frac{I_k}{I_{\text{б}}} = \frac{h_{21} I_{\text{б}}}{I_{\text{б}}} = h_{21}$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}} U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}} U_{\text{ВХ}}} = K_I K_U$$

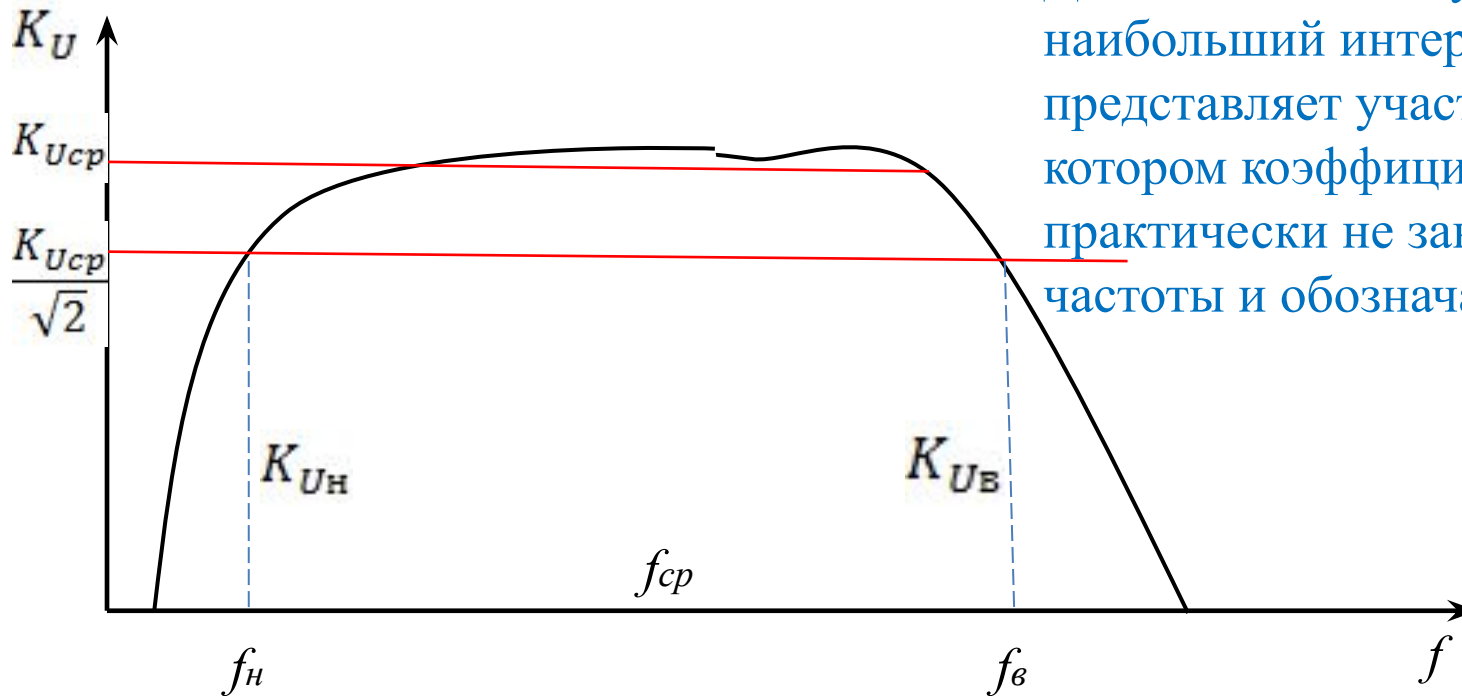
Исходя из определения усилителя любой усилитель увеличивает мощность входного сигнала, и значит основным коэффициентом усиления должен быть коэффициент усиления по мощности, однако при проектировании усилителей акцент ставится на усиление одной из трёх величин, поэтому различают усилители напряжения, тока и мощности

При расчёте коэффициента усиления многокаскадного усилителя соответствующие коэффициенты усиления каскадов перемножаются

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{Un}$$

Помимо коэффициента усиления, в широко используются амплитудно–частотная (АЧХ) и амплитудная характеристики усилителя.

Амплитудно–частотная характеристика (АЧХ) показывает зависимость коэффициента усиления от частоты



Для анализа АЧХ усилителя наибольший интерес представляет участок, на котором коэффициент усиления практически не зависит от частоты и обозначается K_{CP} .

Этот участок ограничен в области низких частот нижней граничной частотой f_H , а в области высоких — верхней граничной частотой f_B

Значения f_H и f_B определяются величиной коэффициента частотных искажений, равного отношению коэффициента усиления на средней частоте (f_{CP}), к коэффициенту усиления на нижней (f_H) или верхней (f_B) частоте:

$$M = \frac{K_{Ucp}}{K_{UH}} \quad \text{или} \quad M = \frac{K_{Ucp}}{K_{UB}}$$

Обычно допустимые значения коэффициентов частотных искажений не превышают величину $\sqrt{2}$.

Частоты меньше f_H и выше f_B образуют области частотных искажений и не используются в работе усилителя.

Полоса пропускания усилителя Δf , характеризует диапазон частот, на котором коэффициент искажений M не превышает допустимые значения и равен разности между верхней и нижней частотами усилителя

$$\Delta f = f_B - f_H$$

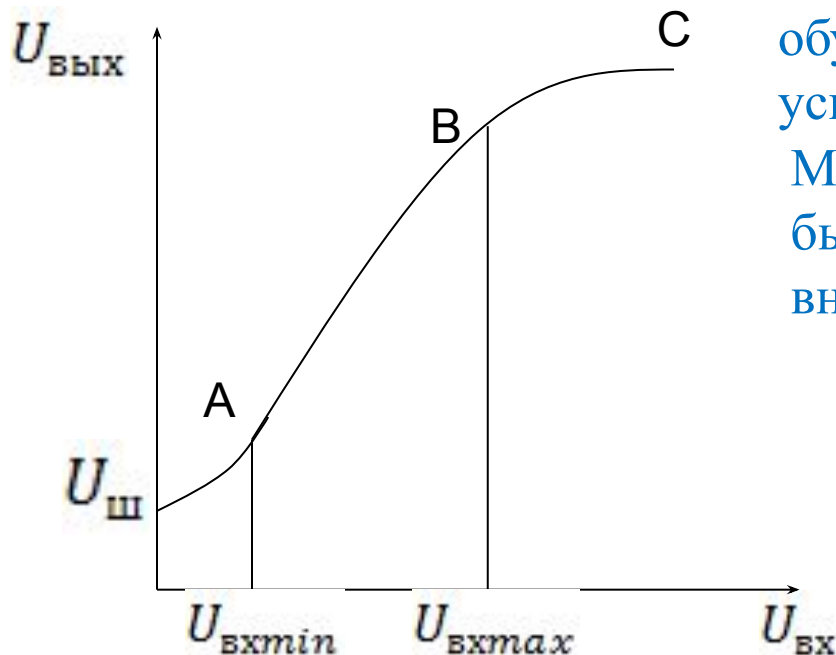
В зависимости от величин f_H и f_B усилители делятся на:

1. Усилители медленно изменяющихся сигналов (или усилители постоянного тока, УПТ) – у них нижняя частота АЧХ мала и приближается к 0 ($f_H \rightarrow 0$)
2. Усилители низкой частоты (УНЧ) – нижняя частота равна десяткам герц, верхняя достигает сотен килогерц (для усилителей звуковой частоты (УЗЧ) - $f_B = 15...20000$ Гц)

3. Усилители высокой частоты (УВЧ) – диапазон частот начинается от сотен килоггерц и простирается до десятков и сотен мегагерц
4. Широкополосные усилители (ШПУ) – усиливают частоты от десятков герц до сотен мегагерц (в основном применяются в импульсной технике).
5. Узкополосные или избирательные усилители – применяются для усиления сигналов в узком диапазоне частот (в идеале усиливается одна частота).

Амплитудная характеристика усилителя

Характеризует зависимость выходного напряжения от входного на средних частотах.



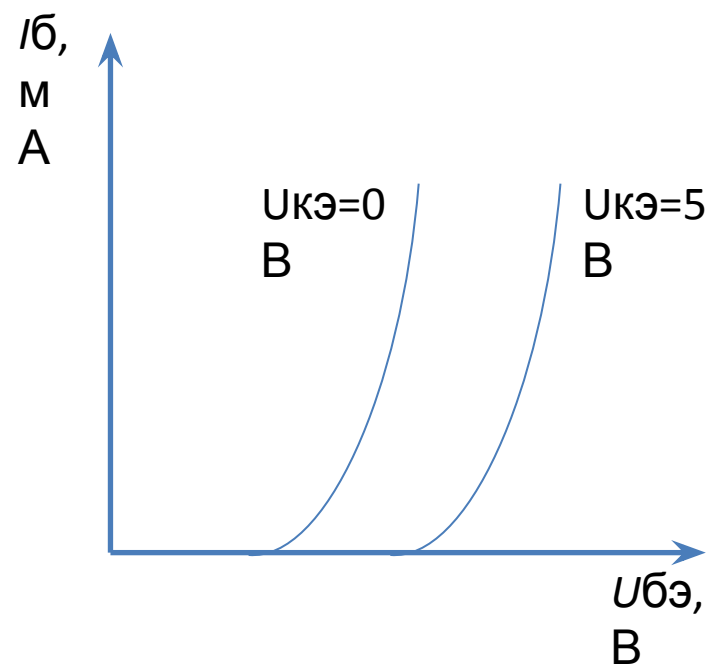
При отсутствии входного сигнала ($U_{ВХ} = 0$) на выходе имеется напряжение $U_{Ш}$, обусловленное внутренними шумами усилителя.

Минимальное входное напряжение должно быть не менее чем в 2...3 раза больше уровня внутренних шумов ($U_{ВЫХ}(U_{ВХmin}) > (2...3)U_{Ш}$)

Прямолинейный участок АВ является рабочим. Участок ВС обусловлен нелинейностью усилительных элементов при высоком уровне сигнала.

Работа транзистора характеризуется семействами входных и выходных характеристик. Эти характеристики (для включения по схеме с ОЭ) приводятся в справочниках по транзисторам.

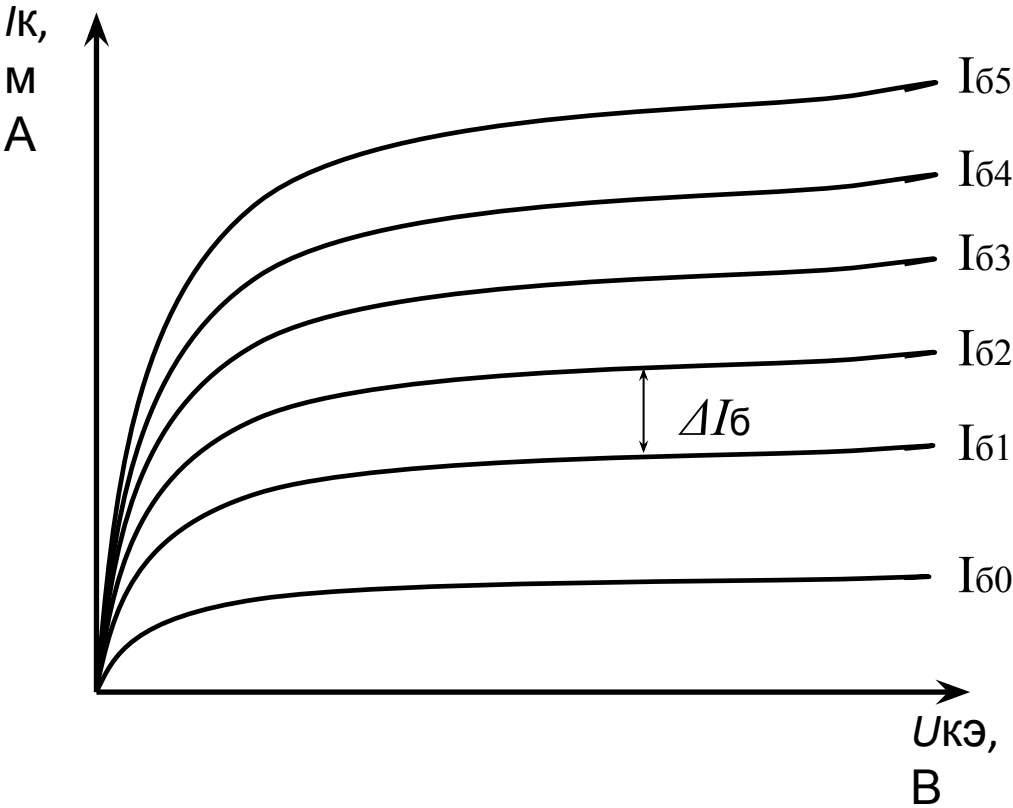
Входные характеристики показывают зависимость тока базы (I_b) от напряжения между базой и эмиттером ($U_{бэ}$), при постоянном напряжении, приложенном к коллектору ($U_{кэ}$).



Входные характеристики слабо зависят от напряжения на коллекторе, поэтому обычно приводят две зависимости (например, приводятся входные характеристики транзисторов при $U_{кэ} = 0$ и 5 В).

Выходные характеристики показывают зависимость тока коллектора I_K от напряжения между коллектором и эмиттером ($U_{KЭ}$), при постоянном значении тока базы (I_B).

Выходные характеристики приводятся для достаточно большого числа значений тока базы (I_{B1}, I_{B2}, I_{B3} , и т. д.), различающихся на фиксированное значение ΔI_B



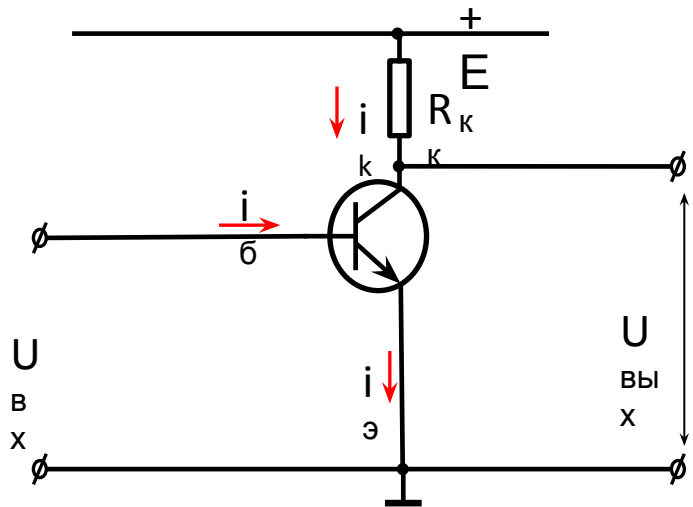
Усилительный каскад с ОЭ

Усилительный каскад с общим эмиттером является одним из самых распространённых и применяется в каскадах предварительного усиления в многокаскадных усилителях.

Название схемы «с общим эмиттером» означает, что вывод эмиттера является общим для входной и выходной цепи. В этом случае вывод эмиттера называется общим (обозначается знаком « \perp », также используется термин «земля»), а все потенциалы измеряются относительно него.

Упрощенная схема приведена на рисунке

Усилительный каскад с общим эмиттером работает следующим образом:



1. При увеличении входного напряжения ($U_{вх} \uparrow$) ширина р–n перехода между коллектором и базой уменьшается, в результате возрастает ток в цепи эмиттера ($I_{э} \uparrow$), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) уменьшается ($R_{выхTr} \downarrow$), а следовательно уменьшается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{э}R_{выхTr} = U_{вых} \downarrow$).

2. При уменьшении входного напряжения ($U_{ВХ} \downarrow$) ширина р–n перехода между коллектором и базой увеличивается, в результате чего ток в цепи эмиттера уменьшается ($I_{Э} \downarrow$), а выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) увеличивается ($R_{выхTr} \uparrow$), следовательно увеличивается и падение напряжения на выходе транзистора ($I_{Э} R_{выхTr} = U_{вых} \uparrow$).

Таким образом, усилительный каскад с общим эмиттером сдвигает фазу выходного сигнала, относительно входного, на 180 градусов.

Характер изменения выходного напряжения, при изменении входного от минимального до максимального, определяется статической нагрузочной характеристикой:

$$E_K = U_{кэ} + R_K I_K \quad \text{ил} \quad U_{кэ} = E_K - R_K I_K$$

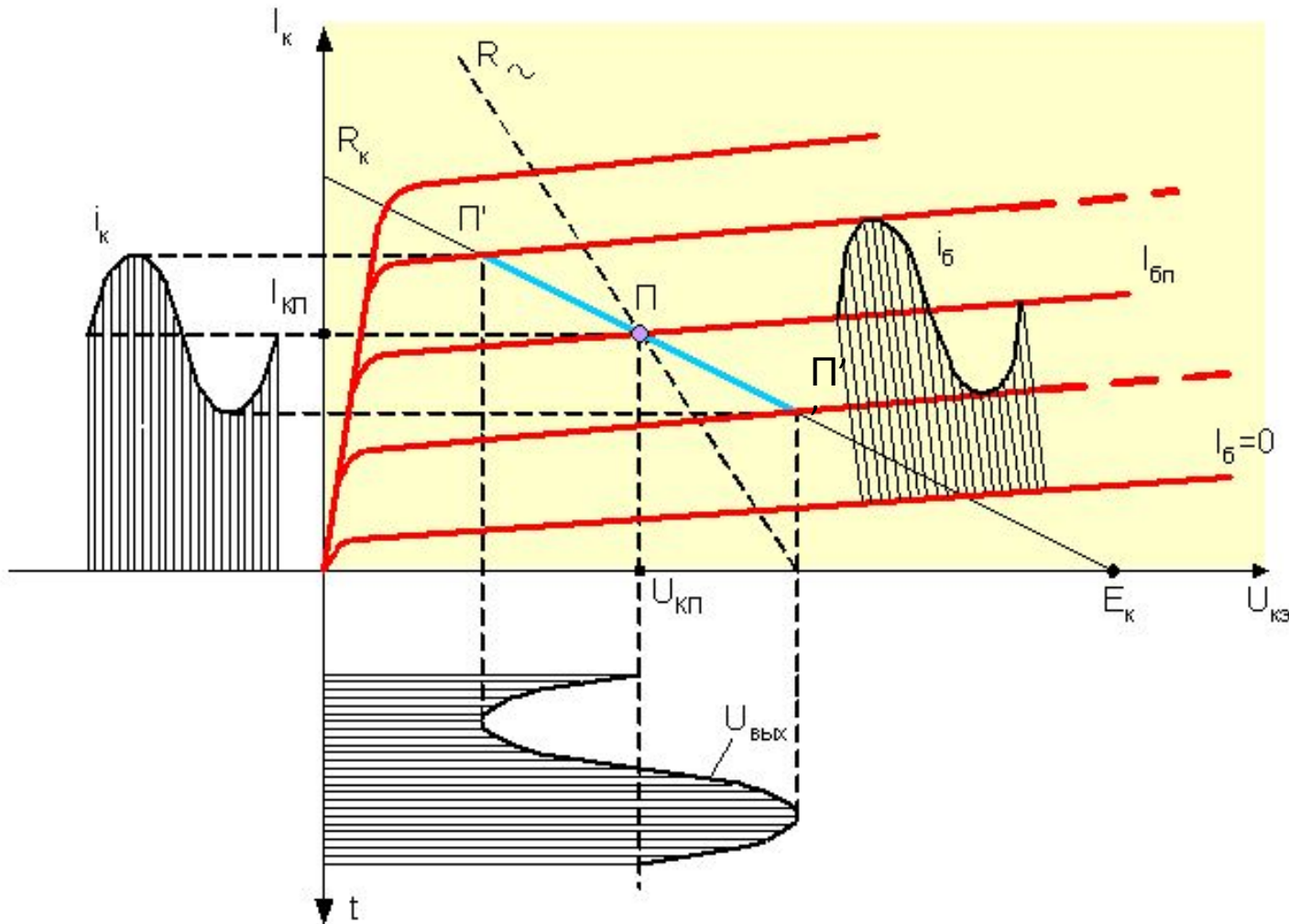
Из этих соотношений ^и хорошо видна роль резистора R_K —фактически он определяет характер изменения выходного сигнала, а при его отсутствие ($R_K = 0$), напряжение на выходе усилителя будет определяться исключительно источником питания: $E_K = U_{кэ}$

При этом падение напряжения на R_K будет зависеть от величины тока коллектора I_K , связанного с величиной тока базы коэффициентом β : $I_K = \beta I_B$. Отсюда следует, что напряжение на выходе каскада будет по форме повторять напряжение на входе

Выходные характеристики

Выходные характеристики показывают зависимость тока коллектора I_k от напряжения между коллектором и эмиттером ($U_{кэ}$), при постоянном значении тока базы (I_b).

Выходные характеристики приводятся для достаточно большого числа значений тока базы ($I_{b1}, I_{b2}, I_{b3},$ и т. д.), различающихся на фиксированное значение ΔI_b



Статическая нагрузочная характеристика определяет закон изменения выходного сигнала и строится на выходной характеристике транзистора

Эта характеристика является прямой линией, для построения которой достаточно двух точек, например точек её пересечения с осями

Выходная характеристика транзистора показывает зависимость I_k от $U_{кэ}$, поэтому рассмотрим значения нагрузочной характеристике при $I_k = 0$ и $U_{кэ} = 0$

$$U_{кэ} = E_k \text{ при } (I_k = 0)$$

$$I_k = \frac{E_k}{R_k} \text{ при } (U_{кэ} = 0)$$

Величина ЭДС источника питания E_k выбирается несколько меньше максимально допустимого напряжения на коллекторе, задаваемого в характеристиках транзистора, в пределах $E_k = (0,7...0,9)U_{кэmax}$

Величина R_k выбирается из условия передачи максимальной мощности (согласованного режима): $R_k \approx R_{выхTr}$, что для биполярного транзистора составит $0,5...10\text{кОм}$.

Режим работы по постоянному току

Режим работы по постоянному току является важнейшей характеристикой усилительного каскада и характеризует его работу при отсутствии в напряжении на входе усилительного каскада переменной составляющей, которая и является усиливаемой величиной

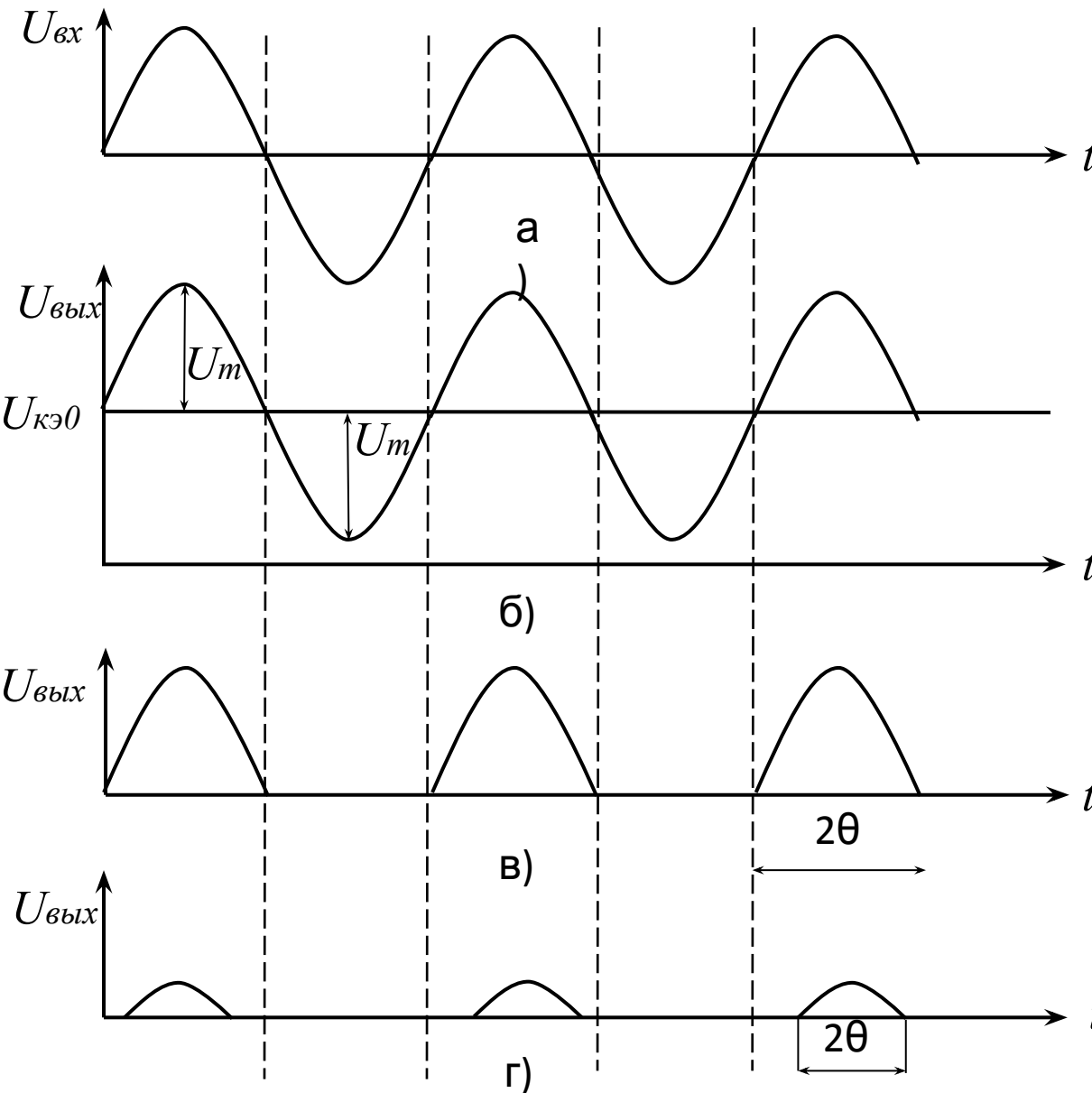
Режим работы по постоянному току характеризуется положением рабочей точки — точки на нагрузочной характеристике, соответствующей нулевому уровню переменной составляющей входного напряжения

Из рисунка видно, что нагрузочная линия, как и выходные характеристики транзистора, находятся с одной стороны от оси $U_{кэ}$, следовательно на выходе усилительного каскада будет сигнал одной полярности

Положение рабочей точки определяется величиной и знаком постоянной составляющей входного напряжения $U_{БЭ0}$. Если входное напряжение меняется по закону синуса, то получим следующее выражение:

$$u = U_{БЭ0} + U_{БЭm} * \sin \omega t$$

В зависимости от положения рабочей точки на нагрузочной характеристике различают три класса усилителей:



Класс «А» - режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении всего периода входного сигнала.

В этом случае рабочая точка находится на участке нагрузочной характеристики, соответствующего линейному участку характеристик транзистора а выходной сигнал является пульсирующим

Таким образом, при нулевом сигнале на входе (входным сигналом является переменная составляющая), напряжение на выходе будет равно $U_{кЭ0}$

Достоинством класса А являются малые нелинейные искажения, однако КПД каскада $\eta = P_{\sim}/P_0$ (P_{\sim} – выходная мощность, P_0 – мощность, потребляемая от источника питания) мал – 0,5.

В основном класс А используется в каскадах предварительного усиления.

Класс В – режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении приблизительно половины периода входного сигнала

Входной сигнал является переменным (как по величине, так и по знаку) и происходит потеря половины его периода

При анализе режимов работы усилителей удобно использовать угол отсечки θ – половина угла, соответствующего участку периода, на котором происходит изменение выходного сигнала.

Для каскада, работающего в идеальном режиме В, величина угла отсечки равна $\pi/2$.

В этом случае величина постоянной составляющей равна нулю, а КПД может достигать величины $\eta = 0,8$.

Нелинейные искажения имеют сравнительно небольшую величину и в основном сконцентрированы в области нулевого значения входного и выходного сигналов. Это связано с нелинейным характером начальных участков входных и выходных характеристик транзистора.

Класс В получил широкое распространение в двухтактных усилительных каскадах

В двухтактном усилительном каскаде имеется два усилительных элемента, каждый из которых усиливает напряжение одной из полярностей, они позволяют обеспечить изменение выходного напряжения в течении всего периода входного. Недостатком подобных каскадов является невозможность найти два абсолютно одинаковых транзистора, что приводит к искажениям в местах соединения разнополярных полупериодов на выходе усилителя.

Идеальный класс В ($\theta = \pi/2$) применяется редко, наибольшее распространение получил промежуточный Класс АВ

Угол отсечки устанавливается несколько больше $\pi/2$, то есть к входному напряжению прибавляется постоянная составляющая, величина которой составляет 5...15% от максимального входного напряжения. Наличие постоянной составляющей такой величины позволят выйти из нелинейного участка в начале входных и выходных характеристик транзистора.

Класс С – режим, при котором напряжение в выходной цепи изменяется в течении времени значительно меньшего половины периода входного сигнала, то есть $0 < \theta < \pi/2$.

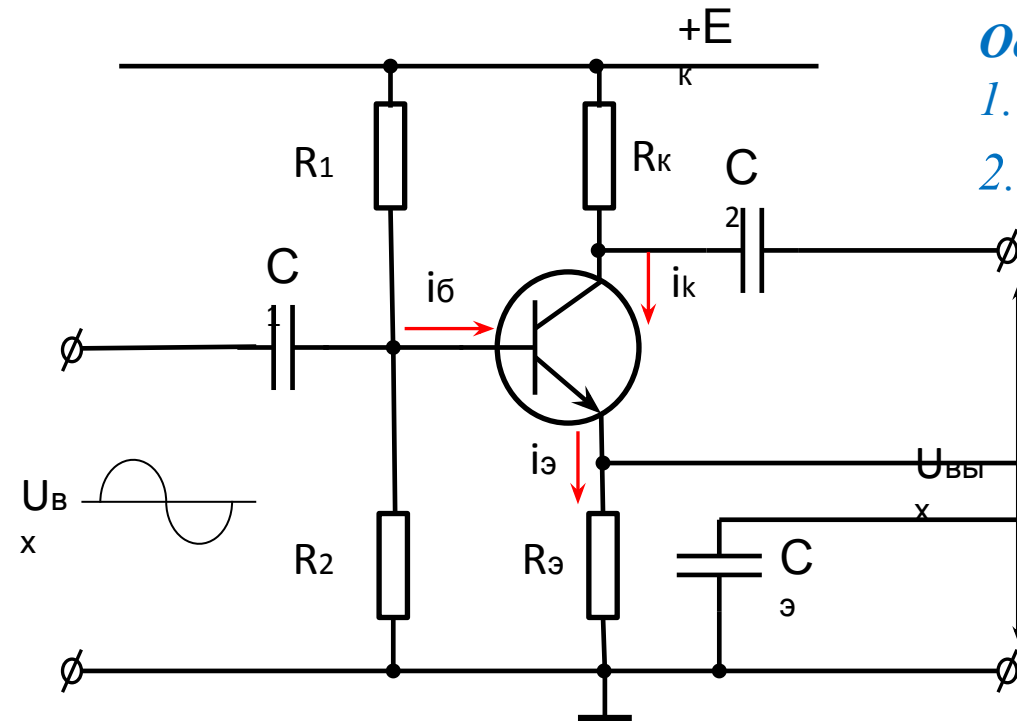
Этот класс характеризуется высоким КПД и сильными нелинейными искажениями. Свое применение он нашел в избирательных усилителях и автогенераторах, для работы которых достаточно наличия нулевой гармоники

Помимо аналоговых классов усилителей, имеется импульсный Класс D, который характеризуется наличием только двух уровней выходного напряжения (максимальное и нулевое), то есть транзистор работает в ключевом режиме – либо полностью открыт, либо полностью закрыт.

Подобные усилители широко применяются в импульсной технике, отличаются высоким КПД и малыми нелинейными искажениям.

Сигналы, которые усиливаются ими, используют широтноимпульсную модуляцию (ШИМ), при которой информация кодируется длительностью импульса

Схема однокаскадного усилителя низкой частоты



Основными элементами схемы являются:

1. Источник питания E_k

2. Управляемый элемент - транзистор

3. Сопротивление коллектора R_k

4. Разделительные конденсаторы C_1 и C_2

5. Резисторы R_1 и R_2 – используются для задания режима покоя каскада

6. Резистор $R_э$ – элемент отрицательной обратной связи (для стабилизации режима покоя каскада при изменении температуры)

7. Конденсатор $C_э$ – шунтирует резистор $R_э$ по переменному току, исключая тем самым проявление отрицательной обратной связи в каскаде по переменной составляющей.

Через транзистор усилителя, работающего в классе усиления А, постоянно протекают базовый и коллекторный токи, называемые токами покоя $I_{бп}$ и $I_{кп}$. Токи покоя при отсутствии входного сигнала ($U_{вх} = 0$) выводят транзистор на линейную часть характеристик, так что точка покоя П оказывается примерно в середине линии нагрузки по постоянному току R_k , что соответствует $U_{кп} \approx 0,5E_k$.

Если известно напряжение питания усилителя E_k ($E_k < U_{кэmax}$) и выбран по характеристике $I_{кп}$, то:

$$R_k = (E_k - U_{кп}) / I_{кп} \approx 0,5E_k / I_{кп}$$

Из характеристик или по известному коэффициенту передачи β находится ток базы:

$$I_{бп} = I_{кп} / \beta$$

Ток базы задается резистором R_1 , определяемым из выражения:

$$R_1 = (E_k - U_{бэп}) / I_{бп}$$

Принимая во внимание, что $U_{бэп} \ll E_k$, получим выражение для $I_{бп}$:

$$I_{бп} = E_k / R_1$$

Таким образом, ток базы не зависит от параметров транзистора

Для того, чтобы подключение источника входного сигнала и нагрузки не изменило режим по постоянному току, а в усилитель и нагрузку поступал только переменный сигнал, устанавливают разделительные конденсаторы C_1 и C_2 .

C_1 исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет:

1. Исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала
2. Обеспечить независимость от внутреннего сопротивления этого источника напряжения на базе в режиме покоя Убп

C_2 исключает протекание в цепи нагрузки постоянной составляющей.

Величину емкости конденсаторов выбирают такой, чтобы на частоте усиливаемого сигнала, их сопротивление было сравнительно небольшим и для переменного тока их можно было бы считать короткозамкнутыми:

$$\begin{aligned} X_{C1} &= 1 / \omega C_1 \ll r_{вх} \\ X_{C2} &= 1 / \omega C_2 \ll R_{н} \end{aligned}$$

При определении точки покоя следует учитывать два существенных недостатка:

1. Технологический разброс характеристик транзисторов
2. Нестабильность параметров, в частности сильная температурная зависимость параметров режима покоя

Поэтому при замене одного транзистора другим или изменении характеристик при нагреве транзистора положение точки покоя будет изменяться

Смещение точки покоя может вывести транзистор из рабочей, линейной части характеристик и привести к нелинейным искажениям выходного напряжения

Для компенсации воздействия температуры в схему усилительных каскадов вводят цепи термостабилизации, принцип действия которых основан на механизме обратных связей.

Обратная связь (ОС) – воздействие выходной цепи на входную, когда часть выходного сигнала подаётся на вход.

Различают положительную обратную связь (ПОС), когда выходной сигнал складывается с входным (фазы сигналов совпадают) и отрицательную обратную связь (ООС), когда выходной сигнал вычитается из входного (сигналы находятся в противофазе).

В усилителях широко применяются ООС с целью увеличения стабильности работы усилителя и уменьшения нелинейных искажений, однако следует учитывать, что ООС снижает коэффициент усиления каскада.

В усилительных каскадах с общим эмиттером, обычно, термостабилизация осуществляется путем создания ООС на базе резистора $R_э$

В каскаде база транзистора подключена к средней точке сравнительно низкоомного делителя из сопротивлений R_1 и R_2 , а в цепь эмиттера установлено эмиттерное сопротивление $R_э$.

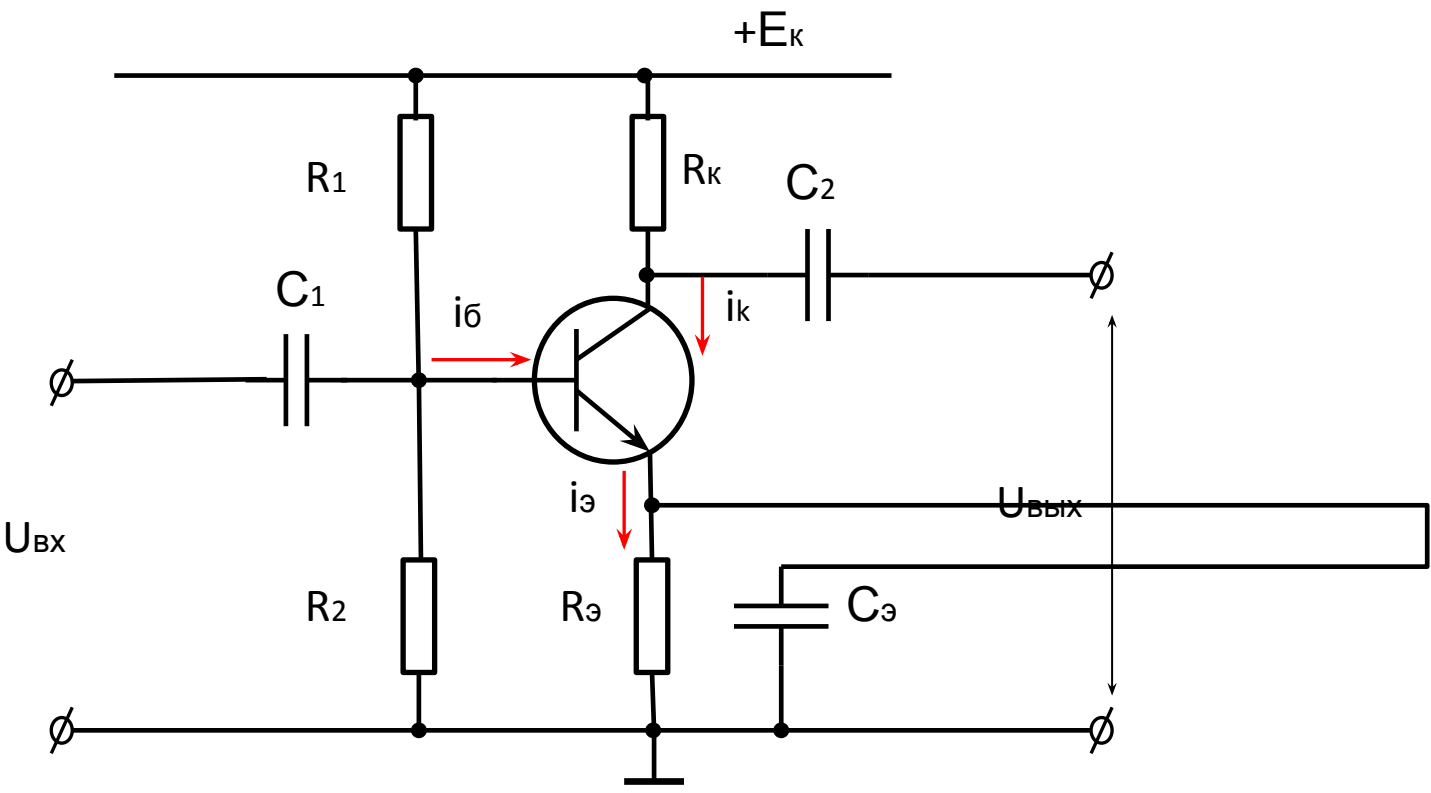
Делитель обеспечивает постоянство потенциала базы φ_6 . При повышении температуры (либо увеличении β при смене транзистора) увеличиваются ток коллектора и ток эмиттера. Так как потенциал эмиттера φ_3 из-за увеличения напряжения $I_3 R_3$ становится более положительным, то это приводит к уменьшению напряжения $U_{бэп} = \varphi_6 - \varphi_3$, снижению тока базы и прикрыванию транзистора. Уменьшение тока коллектора означает возвращение к первоначальному режиму.

Помимо стабилизации рабочей точки, R_3 оказывают другое серьёзное воздействие на работу усилительного каскада.

При выборе величины сопротивления R_3 , необходимо учитывать два взаимоисключающих фактора:

1. Термостабилизация осуществляется тем лучше, чем выше глубина обратной связи (т.е., чем выше сопротивление R_3).
2. Чем выше величина сопротивления R_3 , тем больше на нём происходит падение напряжения и тем ниже КПД каскада.

Обычно выбирают: $R_3 = (0,05 \dots 0,15) R_K$



Кроме того, на $R_э$ происходит падение переменной составляющей выходного напряжения (которая и является полезным выходным сигналом) что приводит к уменьшению коэффициента усиления.

Для того, чтобы не было обратной связи по переменному току, уменьшающей усиление каскада, сопротивление $R_э$ шунтируется конденсатором $C_э$.

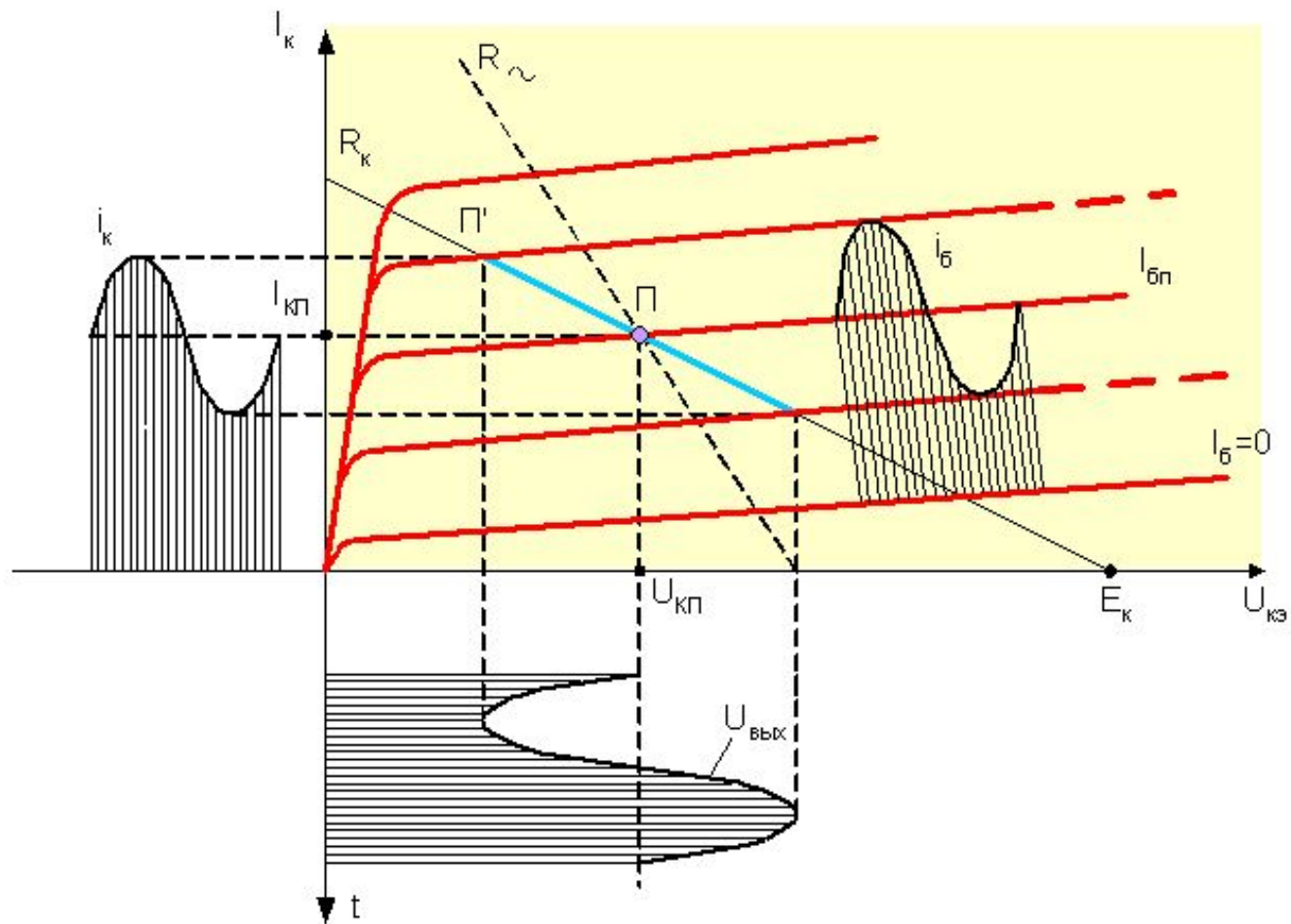
При этом, чтобы конденсатор $C_э$ осуществлял шунтирование резистора $R_э$, необходимо, чтобы емкостное сопротивление $X_{Cэ}$ конденсатора было значительно ниже $R_э$ на всём диапазоне частот, на которых работает усилительный каскад.

Обычно достаточно, чтобы сопротивление $X_{Cэ}$ на f_H было в 5...10 раз меньше $R_э$:

$$R_э = (5 \dots 10)X_{Cэ}$$

Отсюда $C_э$, в микрофарадах, равно:

$$C_э = \frac{10^7}{(1 \dots 2)2\pi f_H R_э}$$



При поступлении входного переменного сигнала $U_{вх}$ ток базы будет изменяться.

При положительной полуволне входного напряжения (плюс на базу, минус на эмиттер) эмиттерный p-n переход будет дополнительно отпираться, и ток базы будет увеличиваться

Ток коллектора увеличится и в результате потенциал коллектора станет менее положительным

При отрицательной полуволне $U_{вх}$ транзистор, наоборот, будет подзапираться, ток базы будет уменьшаться, ток коллектора уменьшится и в результате потенциал коллектора станет более положительным

В токе базы $I_{\bar{\sigma}} = I_{\bar{\sigma}n} + i_{\bar{\sigma}}$ появится переменная составляющая $i_{\bar{\sigma}}$, которая, будучи усилена транзистором, приведет к появлению переменной составляющей i_{κ} в токе коллектора $I_{\kappa} = I_{\kappa n} + i_{\kappa}$ и переменной составляющей U_{κ} в напряжении на коллекторе $U_{\kappa} = U_{\kappa n} + u_{\kappa}$, то есть к появлению выходного напряжения $U_{вых} = U_{\kappa}$

На рисунке показано построение переменных составляющих тока и напряжения в цепи коллектора. Жирной синей линией обозначена траектория движения рабочей точки по линии нагрузки. Из построения видно, что ток коллектора и напряжение на нем содержат постоянные составляющие.

Усилительный каскад с общим эмиттером работает следующим образом:

1. При увеличении входного напряжения ($U_{вх}$) ширина р – n перехода между коллектором и базой уменьшается, в результате выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) уменьшается, а следовательно, уменьшается и падение напряжения на выходе транзистора $U_{вых}$.

2. При уменьшении входного напряжения ширина р – n перехода между коллектором и базой увеличивается, в результате выходное сопротивление транзистора (между коллектором и эмиттером) увеличивается, следовательно увеличивается и падение напряжения на выходе транзистора $U_{вых}$.

Таким образом, усилительный каскад с общим эмиттером сдвигает фазу выходного сигнала, относительно входного, на 180°

Характер изменения выходного напряжения, при изменении входного от минимального до максимального, определяется статической нагрузочной характеристикой:

$$E_K = U_{кэ} + I_K * R_K \quad \text{или} \quad U_{кэ} = E_K - I_K * R_K$$

Падение напряжения на R_K будет зависеть от величины тока коллектора I_K , связанного с величиной тока базы коэффициентом усиления β : $I_K = \beta * I_b$. Отсюда следует, что напряжение на выходе каскада будет по форме повторять напряжение на входе.

Статическая нагрузочная характеристика определяет закон изменения выходного сигнала и строится на выходной характеристике транзистора.

Эта характеристика является прямой линией, для построения которой достаточно двух точек, например точек её пересечения с осями.

Выходная характеристика транзистора показывает зависимость I_k от $U_{кэ}$, поэтому рассмотрим значения нагрузочной характеристике при $I_k = 0$ и $U_{кэ} = 0$

$$U_{кэ} = E_k \text{ (при } I_k = 0 \text{)}$$

$$I_k = E_k / R_k \text{ (при } U_{кэ} = 0 \text{)}$$

Величина ЭДС источника питания E_k выбирается несколько меньше максимально допустимого напряжения на коллекторе, задаваемого в характеристиках транзистора, в пределах $E_k = (0,7 \dots 0,9)U_{кэmax}$

LC-автогенераторы

Параллельный колебательный контур содержит конденсатор С и катушку индуктивности L

Если заряженный конденсатор подключить к катушке, то в образовавшемся контуре возникнут затухающие колебания.

Частота этих колебаний определяется формулой Томсона:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Колебания продолжались бы постоянно, если бы в контуре не было потерь энергии, например, на активном сопротивлении провода катушки индуктивности. Чем меньше потери энергии, тем выше добротность контура. Добротность может быть определена как число колебаний до момента уменьшения их амплитуды, примерно, в 10 раз.

Потери в контурном конденсаторе обычно малы по сравнению с потерями в катушке, поэтому добротность контура практически равна добротности катушки. Добротность же катушки определяется как отношение реактивного сопротивления катушки к её активному сопротивлению.

Незатухающий колебательный процесс возникает лишь в том случае, если потери энергии восполняются от внешнего источника питания.

Основная идея построения генераторов с LC–контуром состоит в следующем: убыль энергии в контуре в процессе колебаний должна восполняться усилительным элементом, возбуждаемым, то есть запитываемым, от того же контура. При этом должны выполняться два условия: баланс амплитуд и баланс фаз, а именно:

где: $k \beta = 1,$

k - коэффициент усиления усилителя

β - коэффициент передачи обратной связи

$$\varphi_{oc} + \varphi_{yc} = 360 (n2\pi),$$

где:

φ_{oc} , φ_{yc} - фазовый сдвиг, вносимый соответственно цепью обратной связи и усилителем

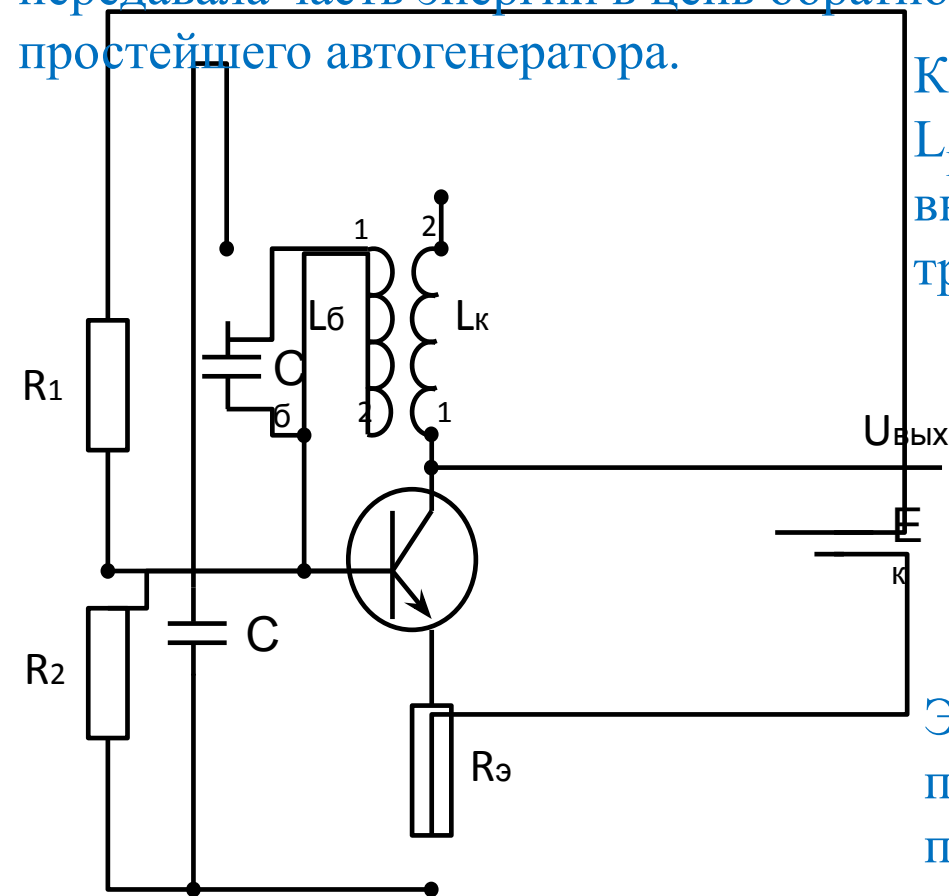
Для получения на выходе генератора напряжения синусоидальной формы требуется, чтобы оба эти соотношения выполнялись бы только для одной частоты.

Физический смысл равенства баланса амплитуд заключается в том, что получение незатухающих колебаний возможно лишь в том случае, когда приток энергии в колебательную систему извне равен ее потерям

Баланс фаз заключается в том, что, фаза восполняющего потери тока (или напряжения) должна быть такой, чтобы энергия колебательной системы увеличилась (положительная обратная связь)

Первые LC-генераторы имели резонансный контур в цепи обратной связи, а в выходную цепь усилителя включалась катушка индуктивности.

Эта катушка, с одной стороны, играла роль нагрузки усилителя, а с другой — передавала часть энергии в цепь обратной связи. На рисунке приведена схема простейшего автогенератора.



Катушка резонансного контура L_B индуктивно связана с катушкой L_K , включённой в коллекторную цепь транзистора.

При подаче напряжения питания в колебательном контуре появятся слабые колебания с частотой:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_B C_B}$$

Эти колебания при отсутствии положительной обратной связи должны прекратиться из-за активных потерь энергии в LC-контуре, определяемых величиной активного сопротивления индуктивной катушки.

Появившийся в контуре переменный ток I_b усиливается транзистором.

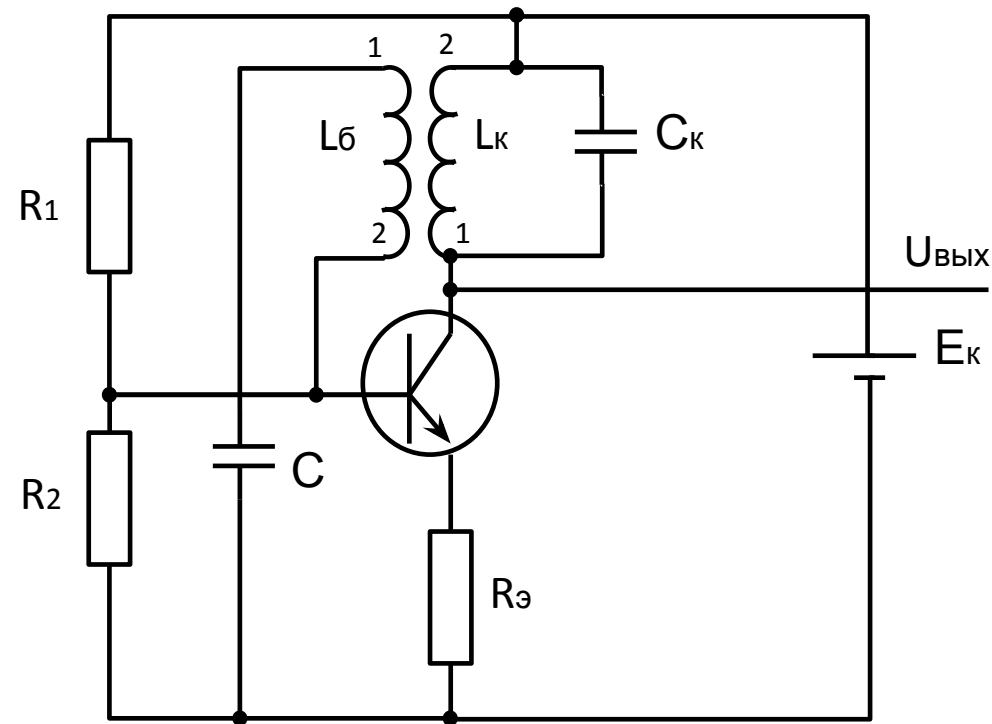
Эти колебания через катушку L_K , индуктивно связанную с L_B , вновь возвращаются в колебательный контур. Размах колебаний постепенно нарастает до определенной величины, так как транзистор представляет собой ограничивающее устройство, не позволяющее коллекторному току возрастать бесконечно.

Колебательный контур LC можно включить в коллекторную цепь. В этом случае передача энергии в базовую цепь транзистора осуществляется индуктивно связанной катушкой L_B , и наличие конденсатора C_B не обязательно. Схема приобретает вид, как на следующем рисунке

Выходной сигнал снимается с коллектора транзистора

Колебательный контур LC можно включить в коллекторную цепь.

В этом случае передача энергии в базовую цепь транзистора осуществляется индуктивно связанной катушкой L_B



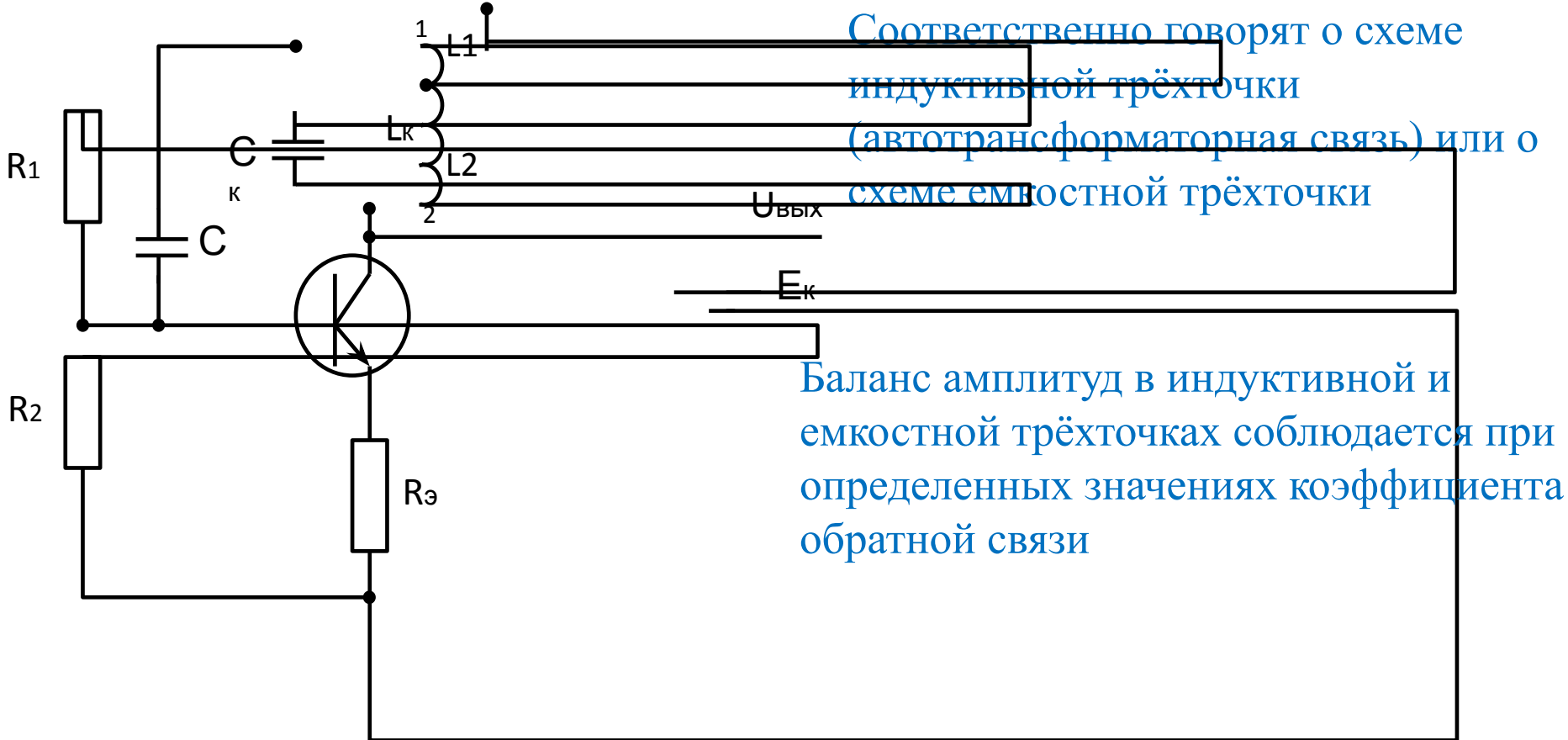
В схемах усилителей с общим эмиттером выходной сигнал находится в противофазе с сигналом, подаваемым в базовую цепь. Для соблюдения условия баланса фаз звено положительной обратной связи на резонансной частоте должно осуществлять поворот фазы сигнала на 180^0 , передаваемого на вход усилителя.

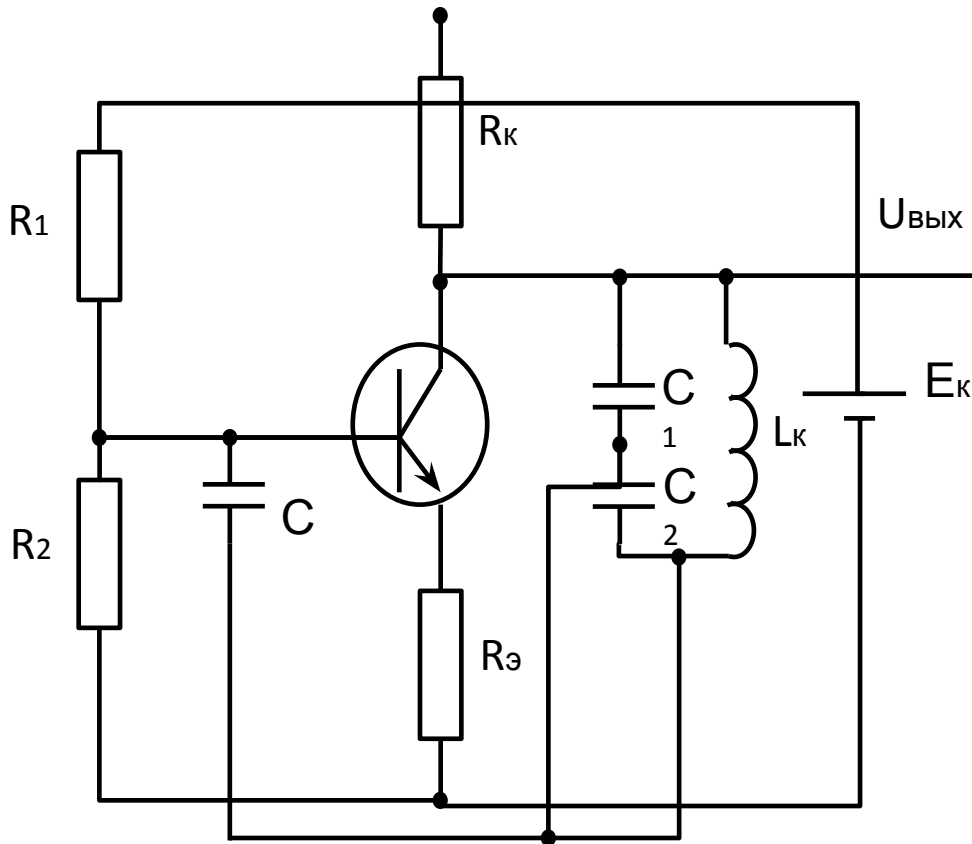
Необходимая фазировка напряжения обратной связи достигается соответствующим подключением выводов обмоток катушек (в противофазе)

Сигнал обратной связи в рассмотренных схемах снимается с выхода усилителя (коллекторная цепь транзистора) при помощи индуктивно связанных катушек. Такая связь называется *трансформаторной*.

Сигнал обратной связи может быть снят и непосредственно с колебательного контура. Это можно осуществить секционированием индуктивной или емкостной ветви колебательного контура.

В схемах таких генераторов колебательный контур имеет три точки соединения с усилителем. Такие генераторы называют *трёхточечными*.





Это достигается регулировкой величин индуктивностей $L1$ и $L2$, а в схеме емкостной трёхточки - конденсаторами $C1$ и $C2$

При больших значениях коэффициента обратной связи в генераторах наблюдаются иногда искажения гармонических колебаний. Это происходит из-за того, что условия самовозбуждения соблюдаются для ряда гармонических составляющих, близких по частоте к основной гармонике

Обычно подобное явление наблюдается также и в генераторах, где добротность контуров мала. Одним из способов борьбы с этими искажениями может быть использование в эмиттерной цепи транзистора переменного сопротивления $Rэ$

Изменяя величину этого сопротивления, можно регулировать отрицательную обратную связь и, соответственно, коэффициент усиления транзисторного усилителя.

Для расчетов параметров LC-генератора необходимо определить параметры контура, то есть значения C_k , L_k , L_b

На резонансной частоте колебательный контур в коллекторной цепи имеет наибольшее сопротивление, и оно носит чисто активный характер.

$$R_0 = \frac{Z_c^2}{r}$$

где:

r - суммарное сопротивление потерь в элементах LC- колебательного контура

Z_c - характеристическое сопротивление контура.

Сопротивления R_0 и r определяют добротность контура:

$$Q_k = \frac{Z_c}{r} = \frac{R_0}{Z_c}$$

При резонансе можно считать, что $R_0 = R_k$, и записать систему уравнений:

$$\begin{cases} f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \\ Q_k = R_k \sqrt{C_k/L_k} \end{cases}$$

Решив эту систему можно найти значения C_k , L_k

Определим величину L_6

Напряжение обратной связи (ПОС) должно быть меньше выходного напряжения генератора примерно в K раз ($K = U_k/U_6$)

Следовательно, можно записать, что

$$\sqrt{L_k/L_6} \approx K$$

Амплитудная модуляция

Для передачи информации высокочастотный сигнал модулируют, изменяя один из его параметров в соответствии с сигналом информации (звуком, изображением и др.)

Рассмотрим три вида модуляции: амплитудная, частотная и фазовая при аналоговой системе передачи. При амплитудной модуляции (АМ) изменяется амплитуда высокочастотного сигнала, при частотной (ЧМ) - его частота, а при фазовой (ФМ) - фаза.

Закон изменения высокочастотного тока можно записать в следующем виде:

$$i = (I_{mo} + \Delta I_m \sin \Omega t) \sin \omega t$$

где:

ω - круговая частота высокочастотного тока;

Ω - круговая частота модулирующего сигнала,

t - текущее время;

I_{mo} , ΔI_m - соответственно амплитуда высокочастотного колебания без модуляции и приращение амплитуды при модуляции.

Раскрывая скобки и учитывая, что

$$\sin \omega t \cdot \sin \Omega t = 1/2 [\cos(\omega - \Omega) t - \cos(\omega + \Omega) t]$$

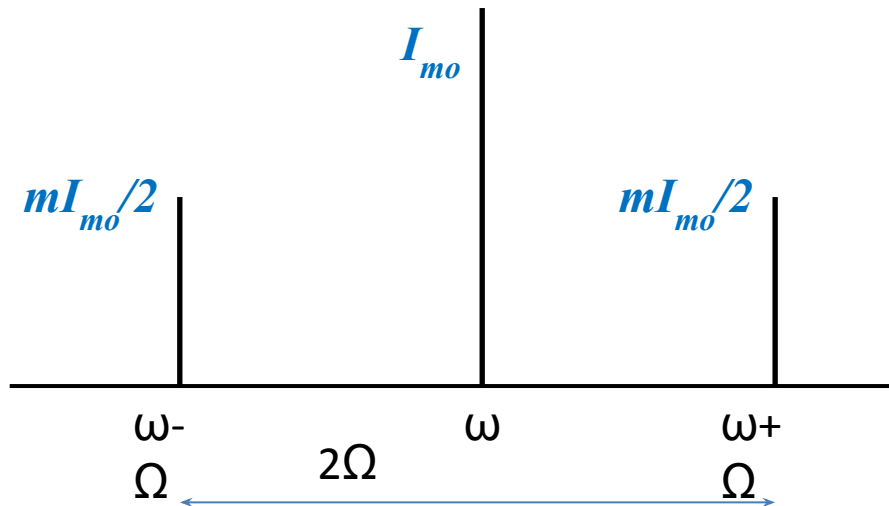
получим

$$i = I_{m0} \sin \omega t - (mI_{m0}/2) \cos(\omega + \Omega)t + (mI_{m0}/2) \cos(\omega - \Omega)t$$

где $m = \Delta I_m / I_{m0} \cdot 100$ – коэффициент модуляции в %.

Таким образом, амплитудно-модулированное колебание содержит колебание с частотой f , амплитудой I_{m0} и колебания с частотами $f + \Omega$ и $f - \Omega$ и амплитудами $mI_{m0}/2$

Ширина спектра модулированных частот составляет 2Ω



Для АМ, кроме амплитуды основной частоты, находящейся в центре, представлены также значения амплитуд справа и слева от частоты несущей.

Это так называемые левая и правая боковые полосы. Они отнесены от частоты несущей на расстояние равное частоте модуляции.

Расстояние от левой до правой боковой полосы называют шириной спектра.

Полезная информация заключена только в верхней или нижней боковых полосах спектра.

Основная спектральная составляющая — несущая, не несет полезной информации.

Мощность передатчика при амплитудной модуляции в большей части расходуется на «обогрев воздуха», за счет не информативности самого основного элемента спектра

Одним из основных параметров АМ, является коэффициент модуляции

$$m = (U_{max} - U_{min}) / (U_{max} + U_{min})$$

где U_{max} , U_{min} - максимальное и минимальное значение амплитуды высокочастотного колебания при модуляции, В.

При отсутствии модуляции $U_{min} = U_{max}$ и, следовательно, $m = 0$.

При максимально возможной глубине модуляции $U_{min} = 0$, а $m = 100\%$.

Для получения амплитудно-модулированных колебаний модулирующий сигнал звуковой частоты управляет коэффициентом усиления высокочастотного сигнала, а в выходной цепи каскада появляются импульсы высокочастотного тока, амплитуда которых изменяется в соответствии с модулирующим сигналом.

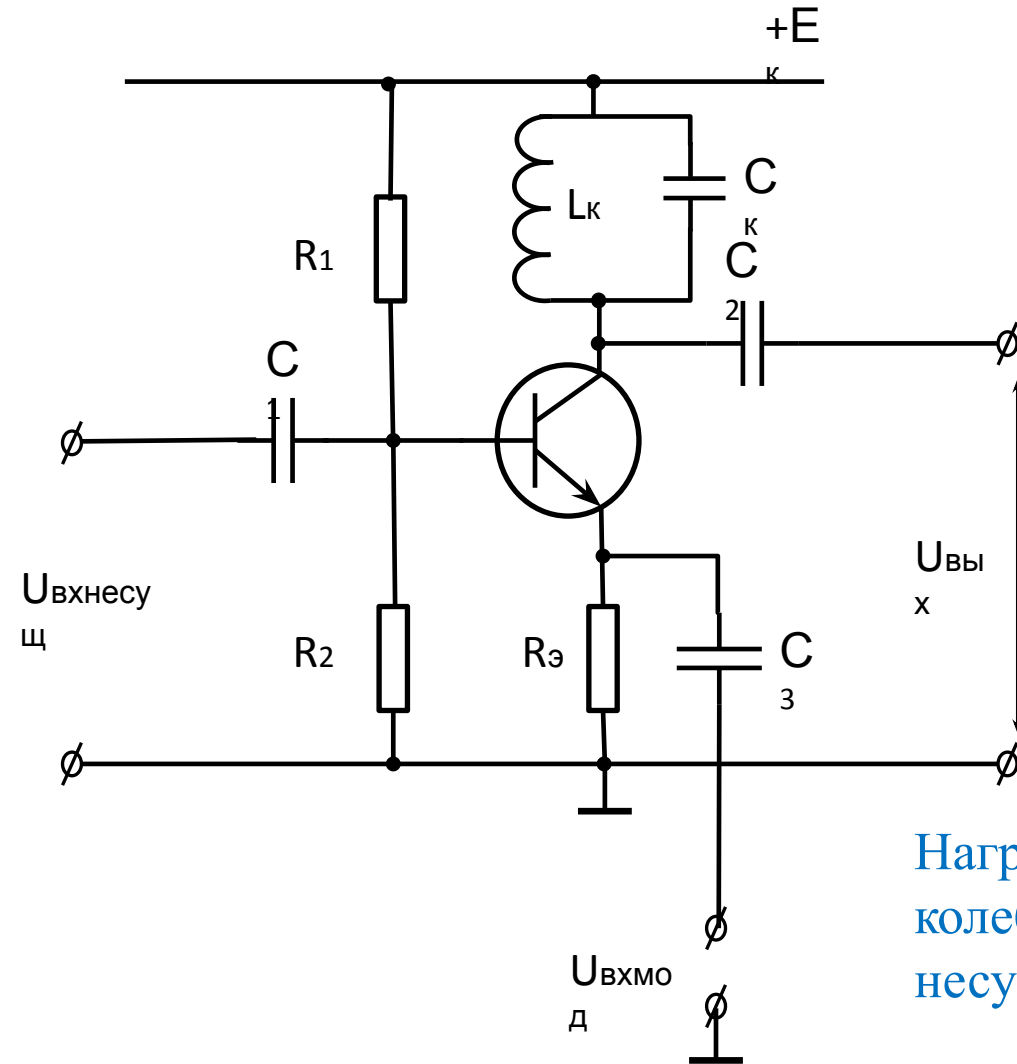
Нагрузочный контур, настроенный на несущую частоту, выделяет высокочастотные колебания, промодулированные по амплитуде

Схема получения амплитудно-модулированного сигнала (модулятор выполнен на транзисторе) приведена на рисунке.

Сигнал высокой частоты. подается на базу транзистора через разделительный конденсатор C_1 , а сигнал звуковой частоты – на эмиттер через разделительный конденсатор C_3

Нагрузкой каскада служит одиночный колебательный контур, настроенный на несущую частоту

Под действием сигнала звуковой частоты коэффициент усиления модулятора изменяется



Частотная модуляция

Частотная модуляция (ЧМ), при которой частота несущей изменяется в соответствии с модулирующим сигналом. При этом амплитуда несущей остается постоянной

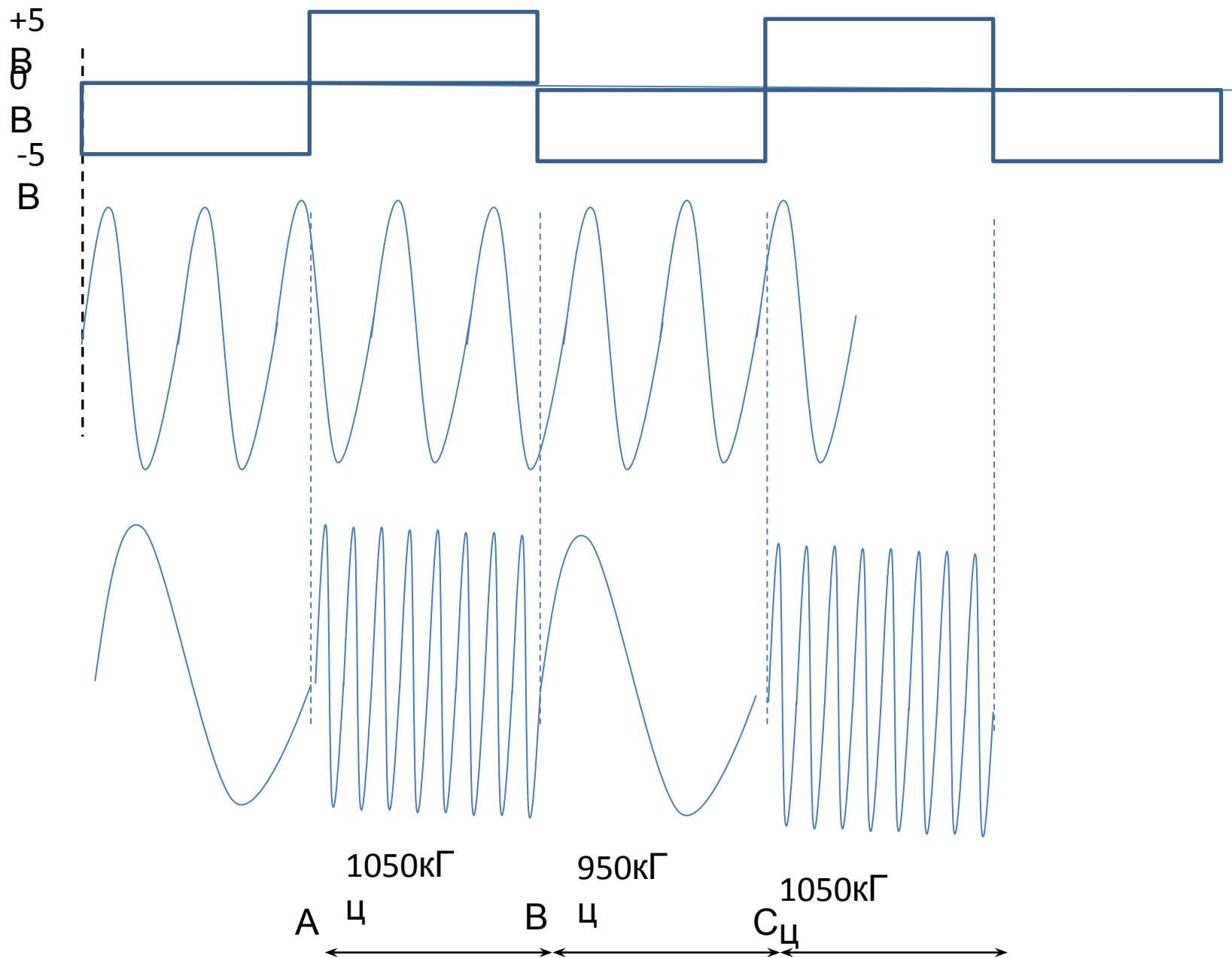
Девияция частоты

Девияция частоты есть степень изменения частоты несущей при изменении уровня информационного сигнала на 1 В.

Девияция частоты измеряется в кГц/В.

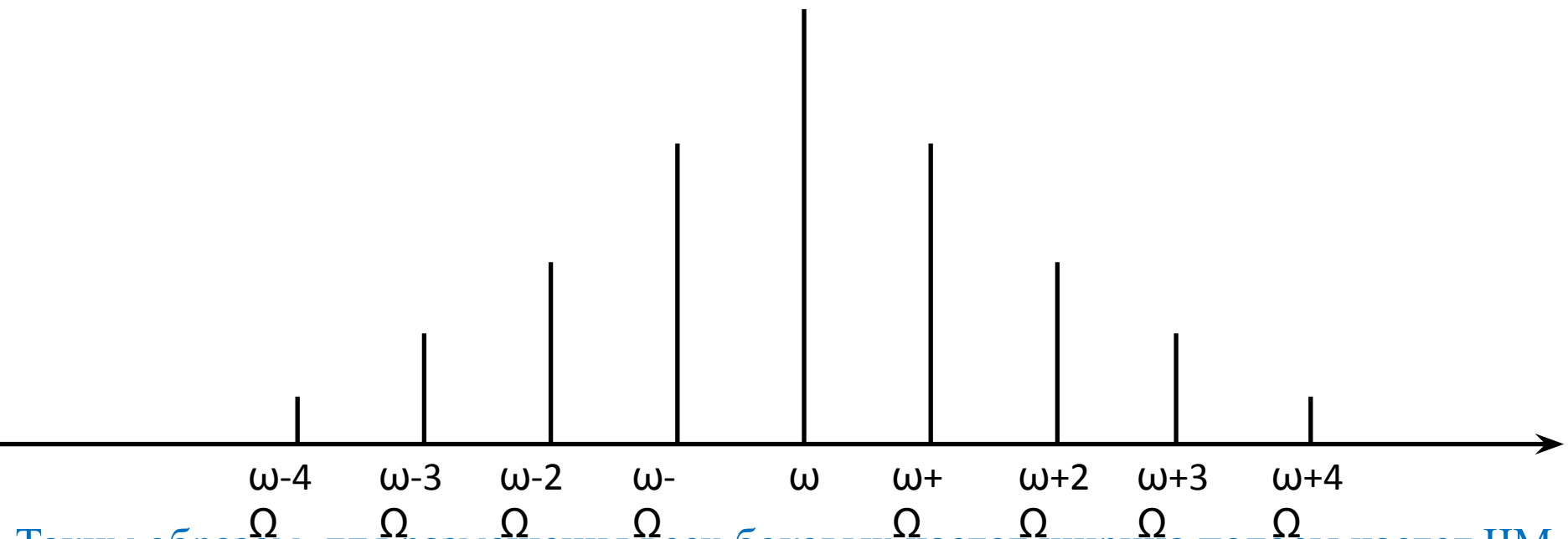
Предположим, например, что несущая с частотой 1000 кГц должна быть промодулирована сигналом в виде меандра с амплитудой 5 В

Предположим также, что девияция частоты равна 10 кГц/В. Тогда во временном интервале от А до В частота несущей увеличится на $5 \cdot 10 = 50$ кГц (произведение амплитуды сигнала на девиюцию частоты) и станет равной $1000 \text{ кГц} + 50 \text{ кГц} = 1050 \text{ кГц}$. Во временном интервале от В до С частота несущей изменится на ту же величину, а именно на $5 \cdot 10 = 50$ кГц, но на этот раз в отрицательную сторону с уменьшением частоты несущей до $1000 - 50 = 950 \text{ кГц}$.



Если несущая промодулирована по частоте гармоническим сигналом, образуется неограниченное число боковых частот. Амплитуды боковых компонент постепенно уменьшаются по мере отдаления частоты этих компонент от частоты несущей.

Спектр при частотной модуляции выглядит следующим образом:



Таким образом, для размещения всех боковых частот ширина полосы частот ЧМ-системы должна быть бесконечной. На практике малые по амплитуде боковые компоненты ЧМ-сигнала могут быть отброшены без внесения каких-либо заметных искажений. Например, ЧМ-передачи радиостанции Би-би-си ведутся с использованием полосы частот шириной 250 кГц.

Различают широкополосную и узкополосную ЧМ модуляцию.

В широкополосной — спектр частот, значительно превосходит частоту модулирующего сигнала. Применяется в ЧМ радиовещании.

В радиостанциях применяют в основном узкополосную ЧМ модуляцию, требующую более точной настройки приемника и соответственно более защищенную от помех.

Спектр узкополосной ЧМ напоминает амплитудную модуляцию, но если учесть фазу боковых полос, то окажется, что эти волны имеют постоянную амплитуду и переменную частоту, а не постоянную частоту и переменную амплитуду (АМ).

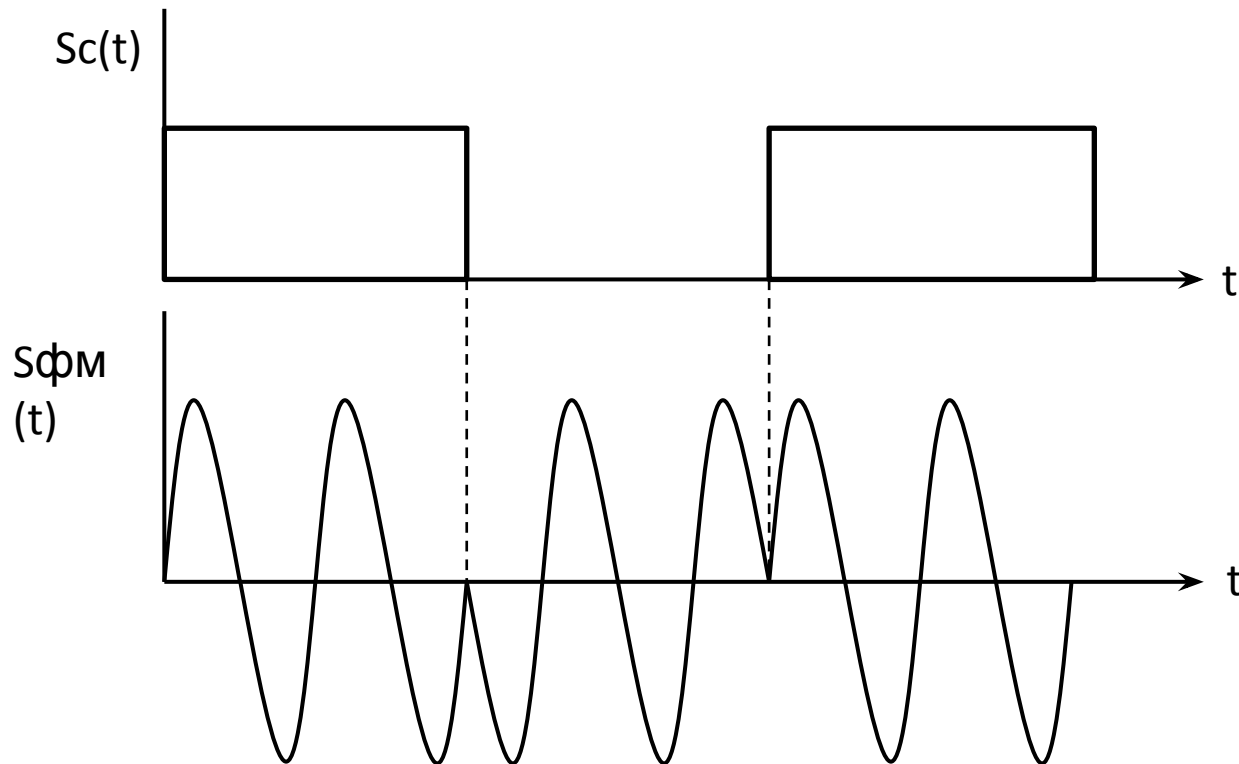
При широкополосной ЧМ амплитуда несущей может быть очень малой, что обуславливает высокую эффективность ЧМ; это значит, что большая часть передаваемой энергии содержится в боковых частотах, несущих информацию.

Основные преимущества ЧМ, перед АМ — энергоэффективность и помехоустойчивость.

Фазовая модуляция

В реальности, больше применяют термин фазовая манипуляция, т.к. в основном производят модуляцию дискретных сигналов.

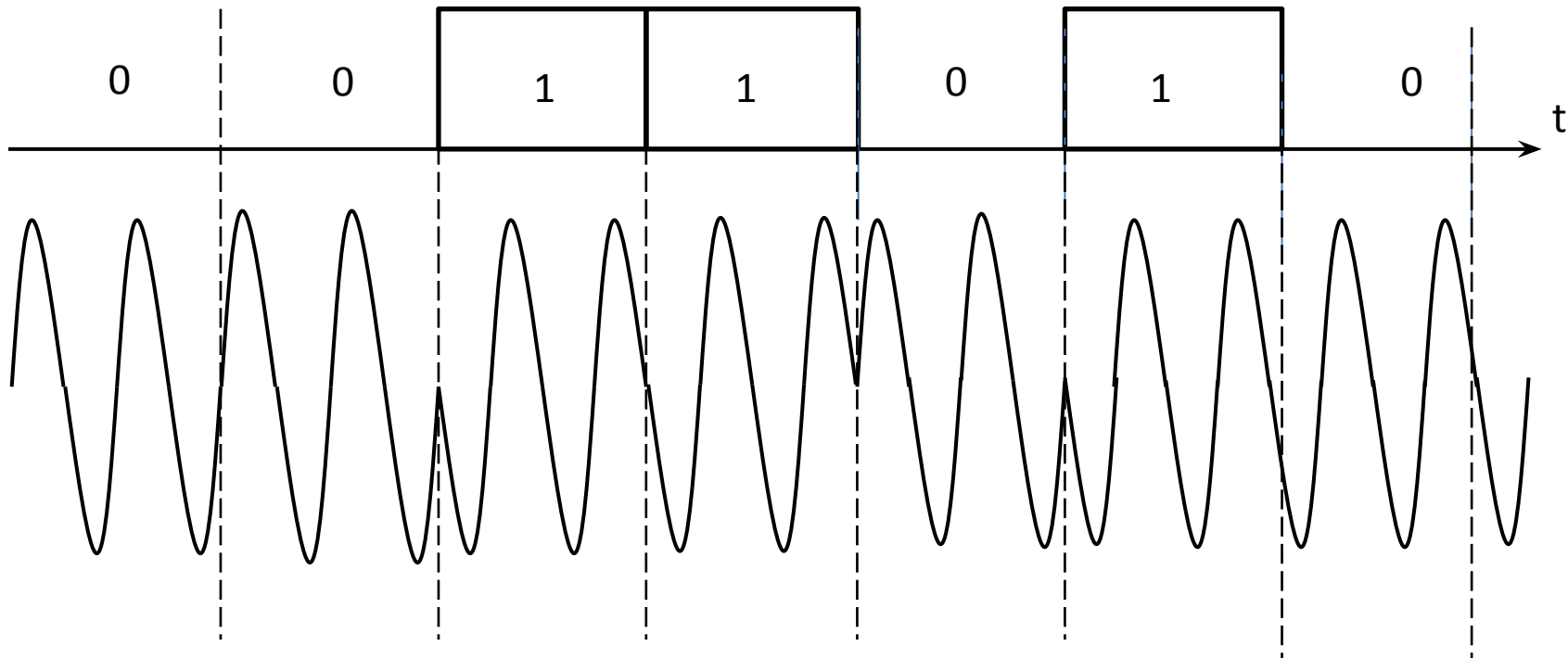
Фаза несущей, изменяется скачкообразно, при приходе очередного дискретного сигнала, отличного от предыдущего



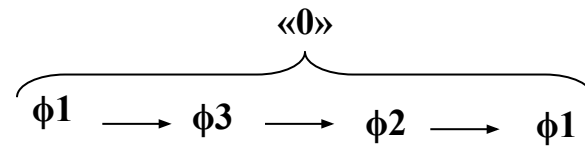
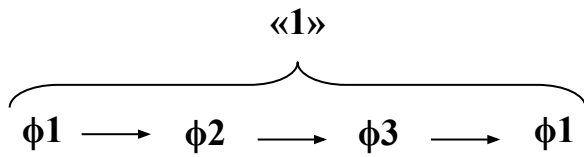
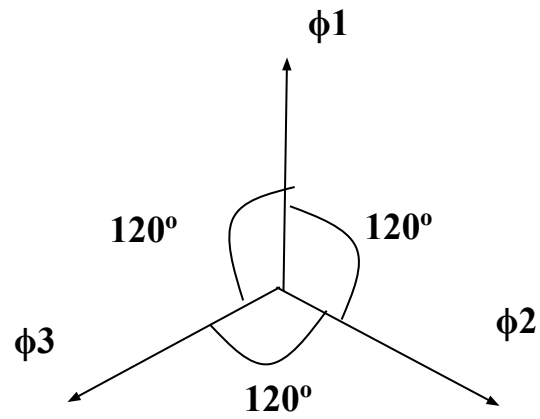
Недостаток данной модуляции в том, что ошибка в одном символе, может привести к некорректному приему всех последующих

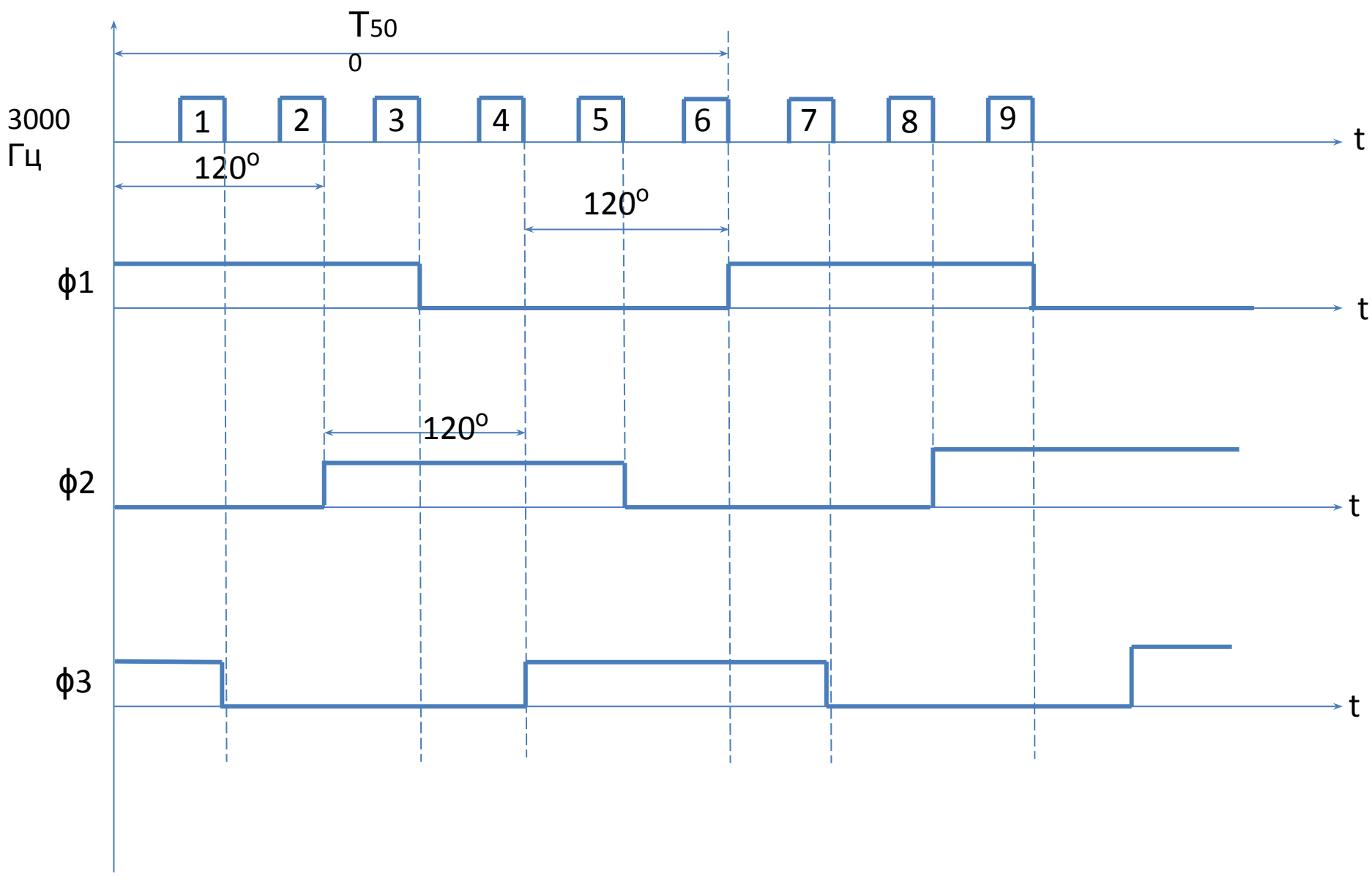
Дифференциально-фазовая манипуляция

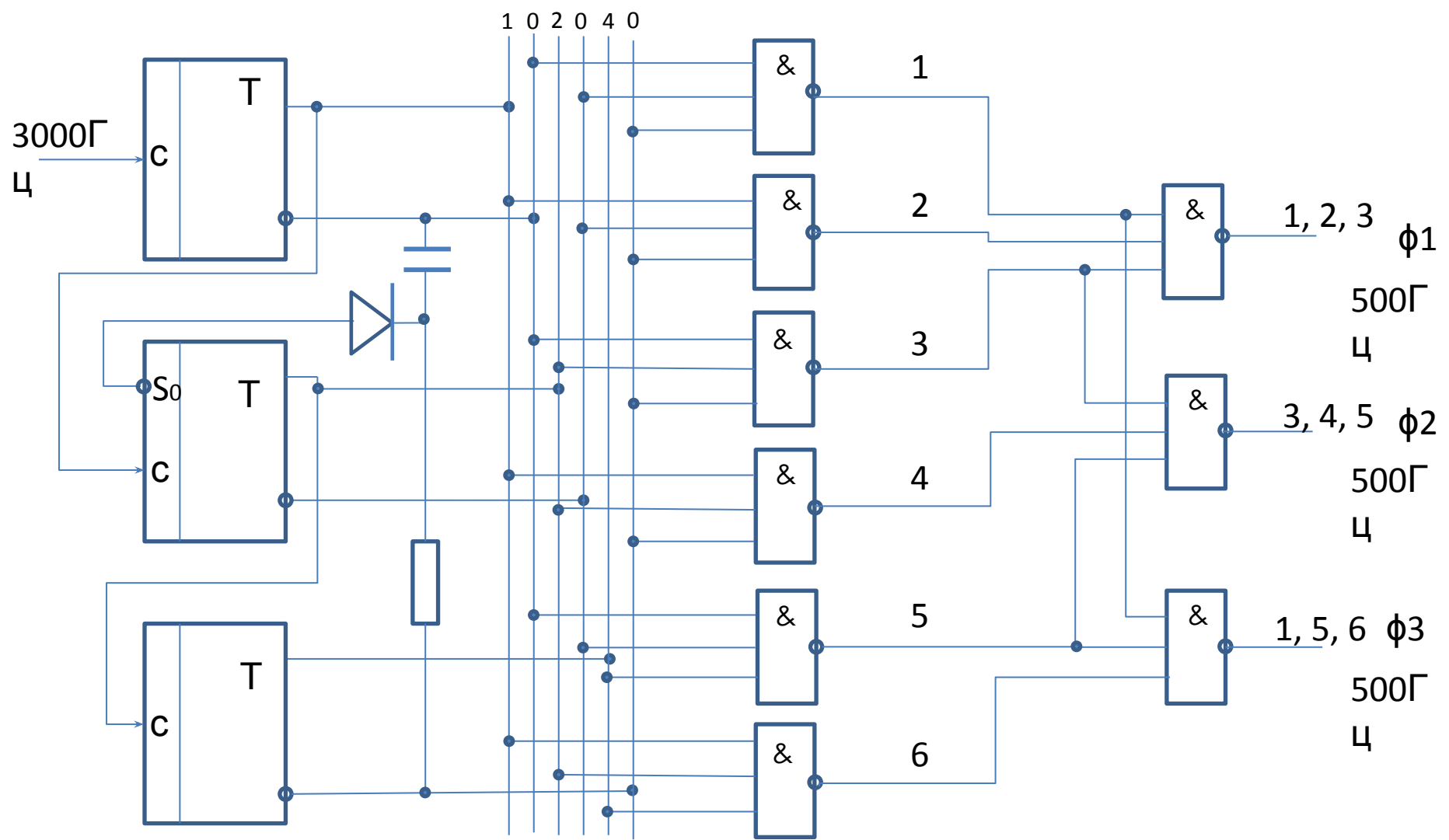
Фаза меняется не при каждом изменении значения модулирующего импульса, а при изменении разности. В данном примере при приходе каждой «1»

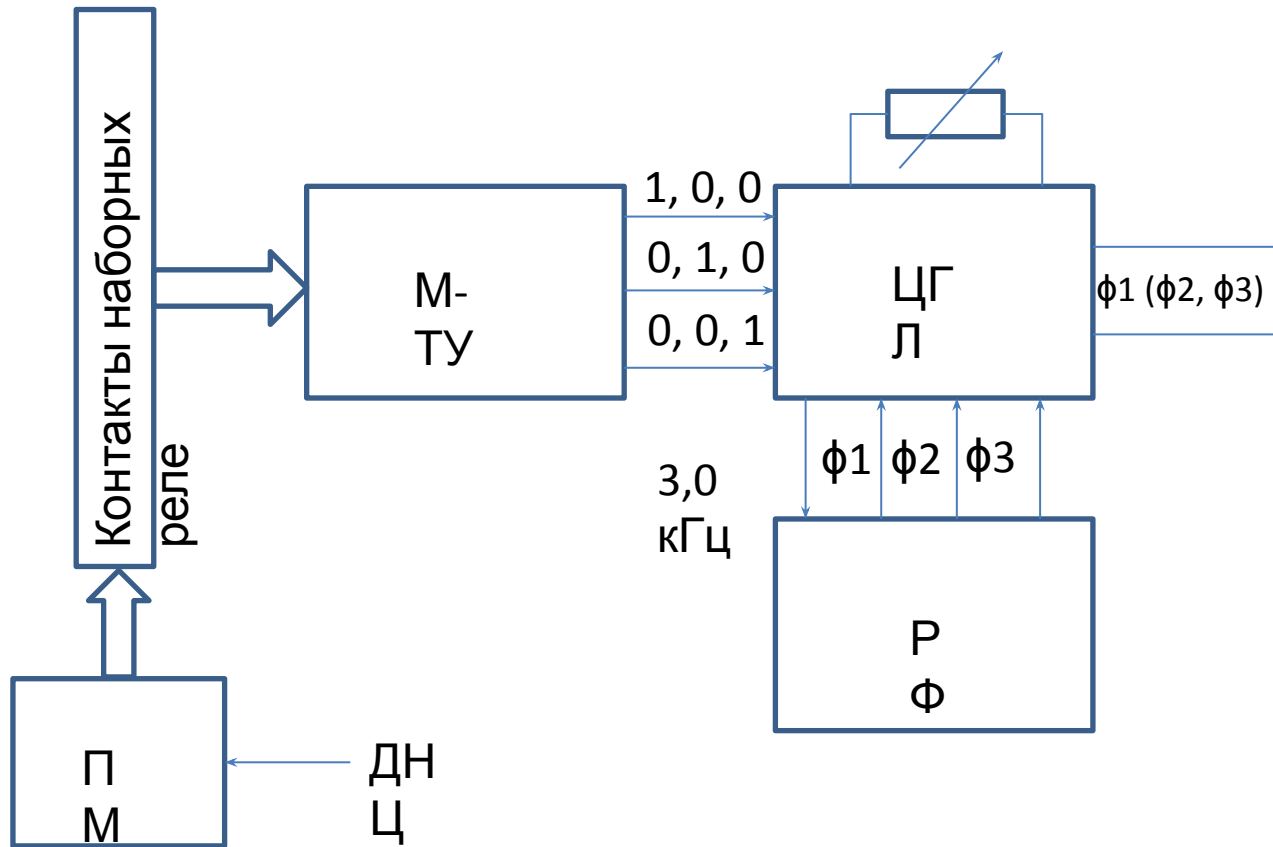


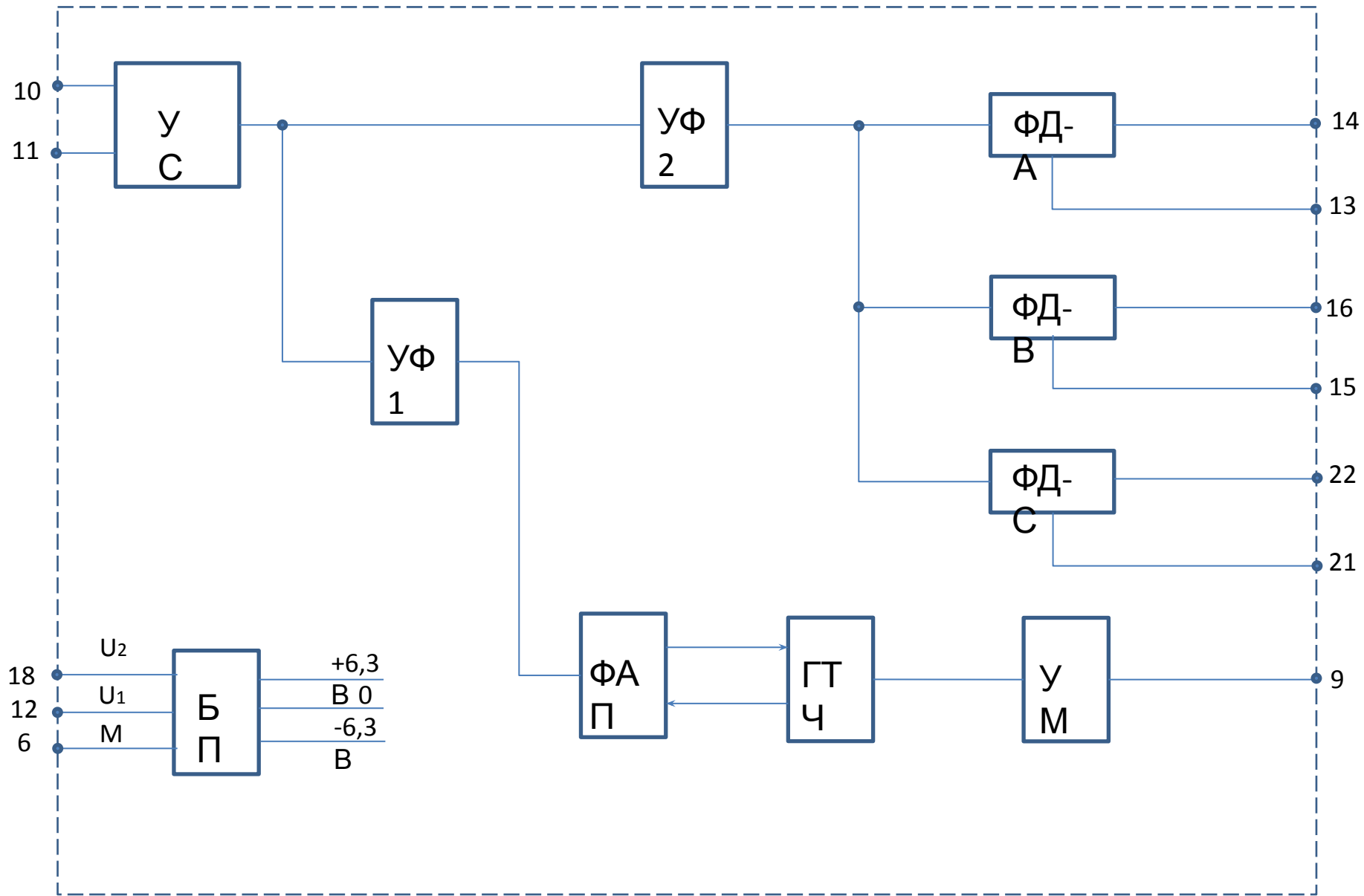
Преимущество этого вида модуляции в том, что в случае возникновения случайной ошибки в одном символе, это не влечет дальнейшую цепочку ошибок.

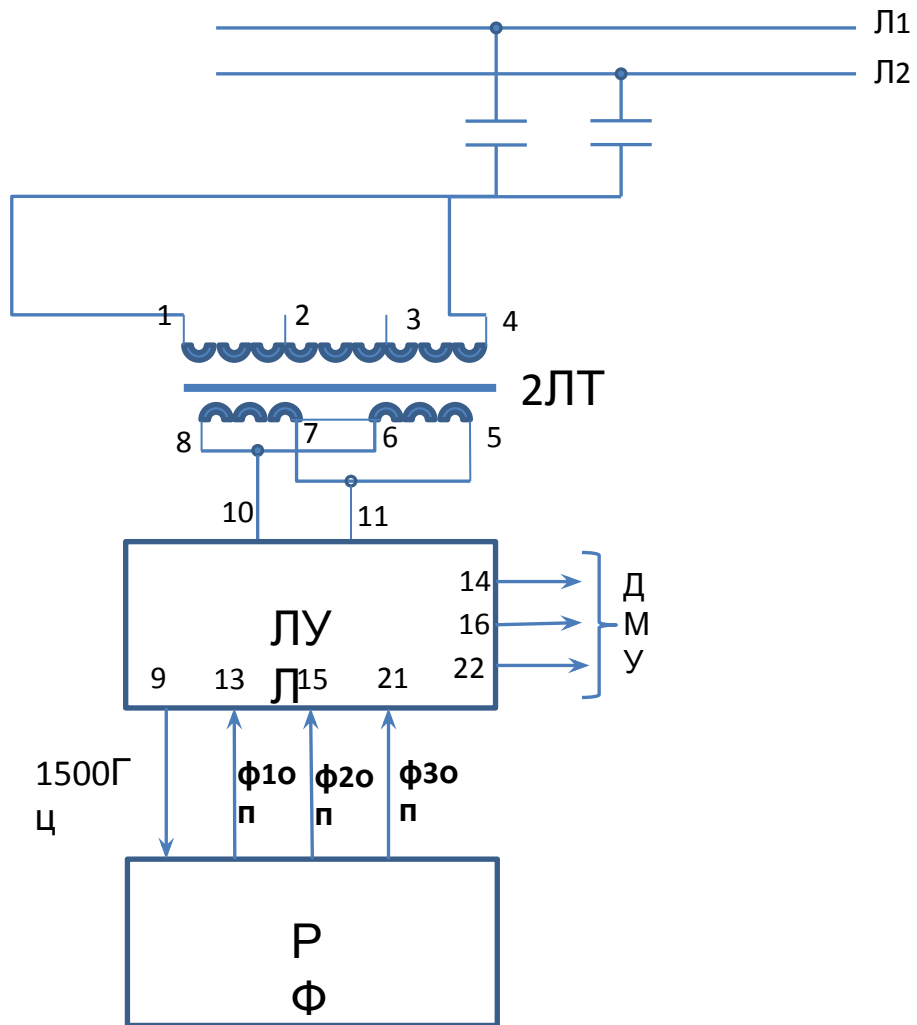


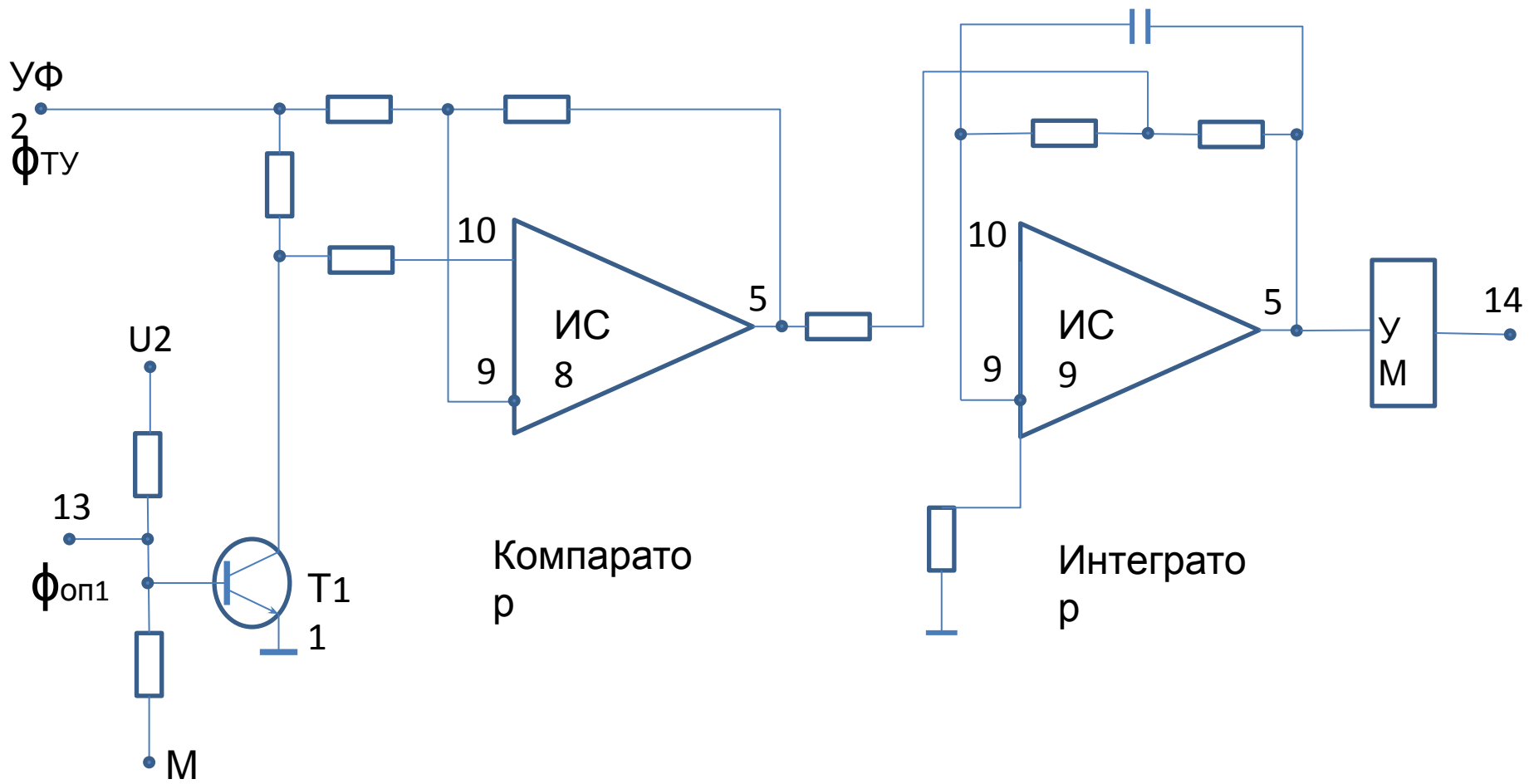


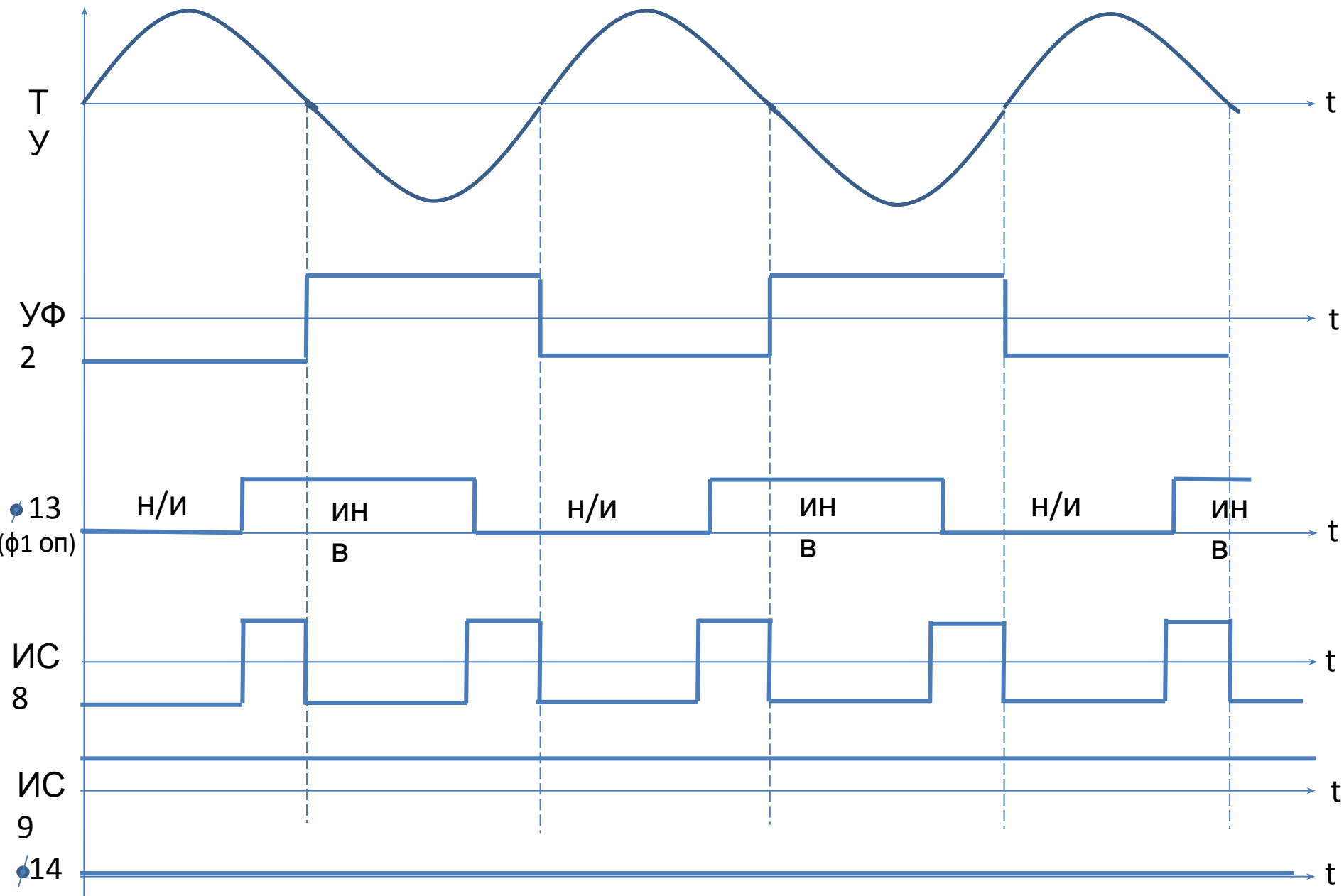


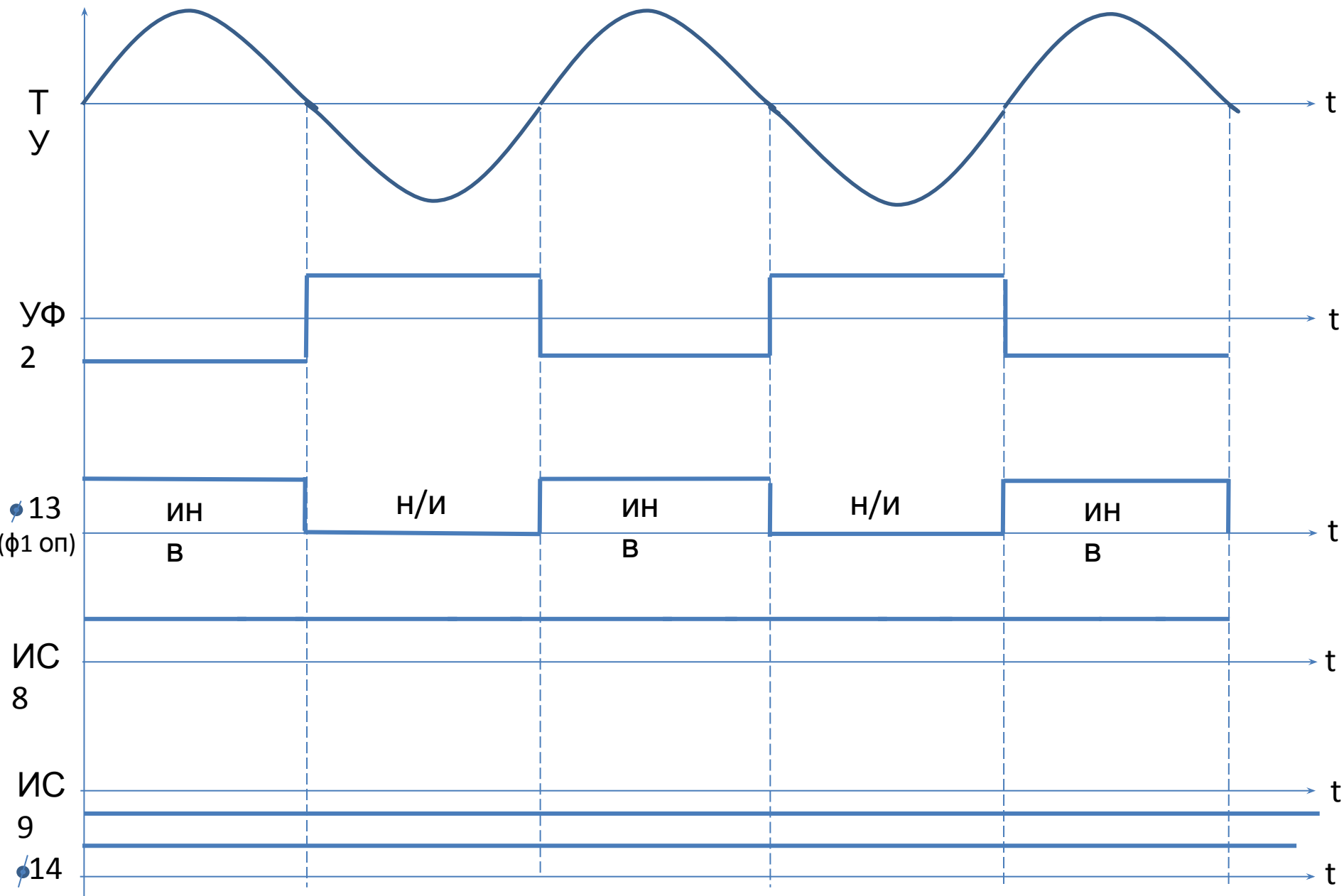




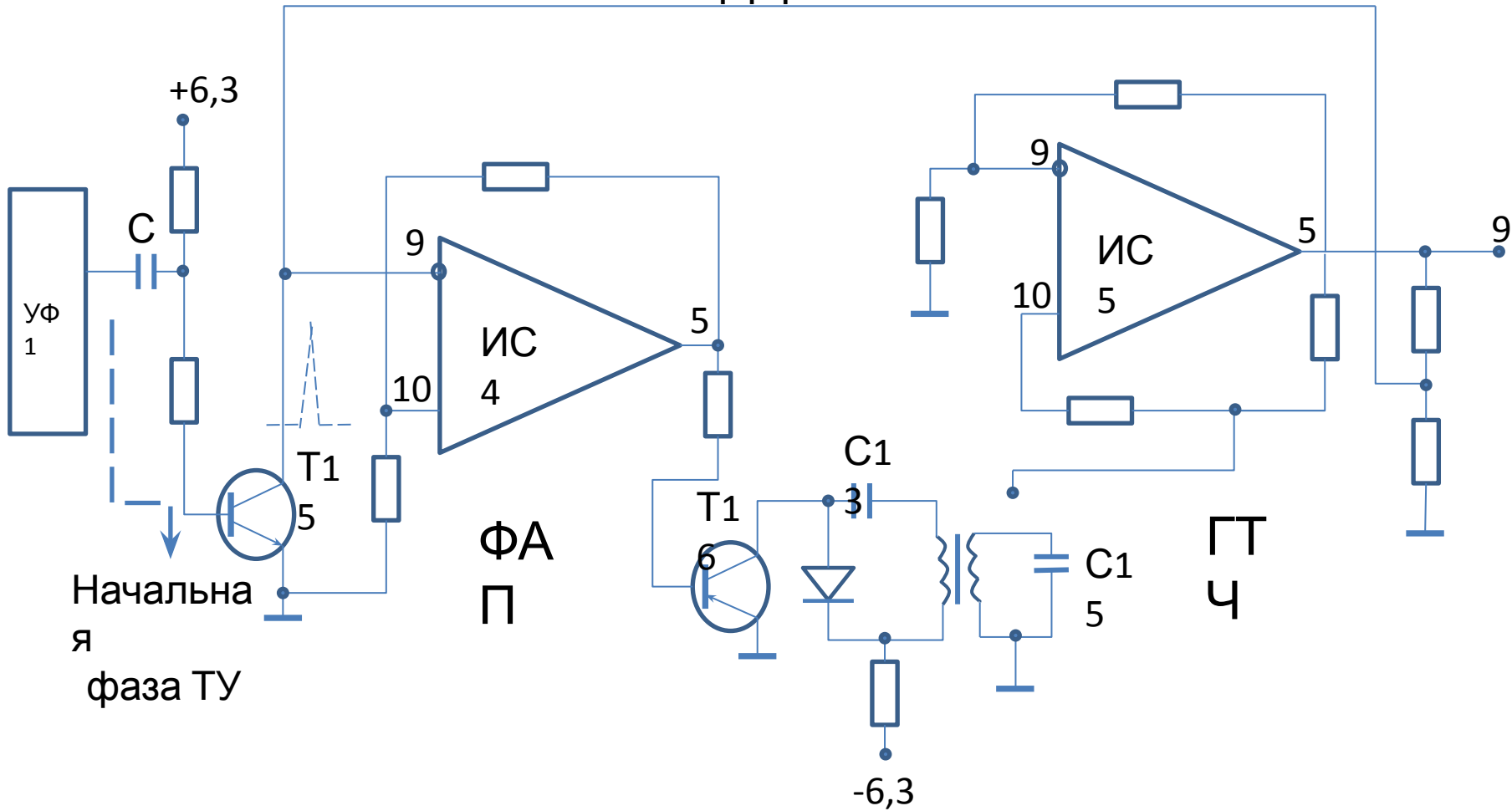


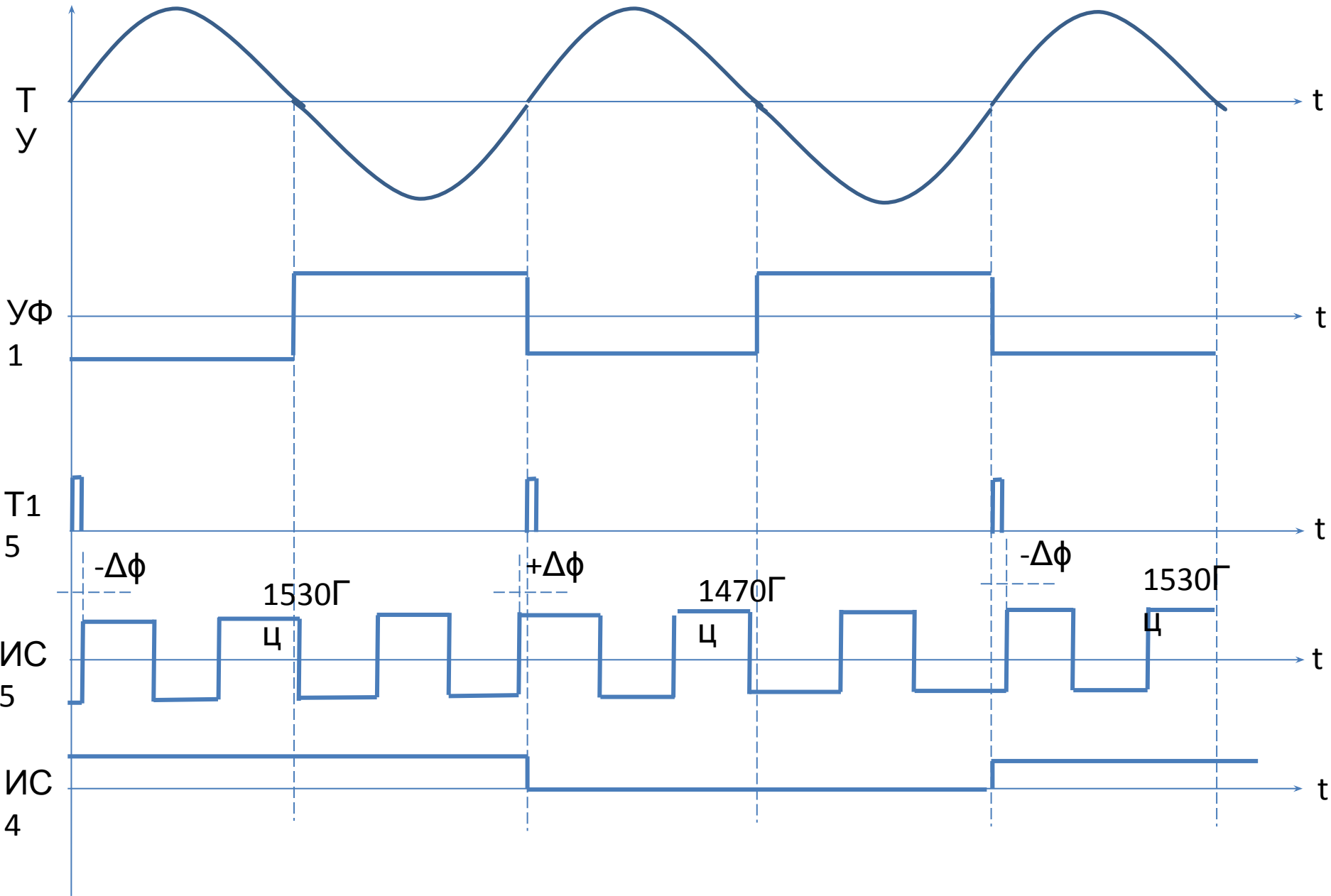






← Начальная фаза
ГТЧ

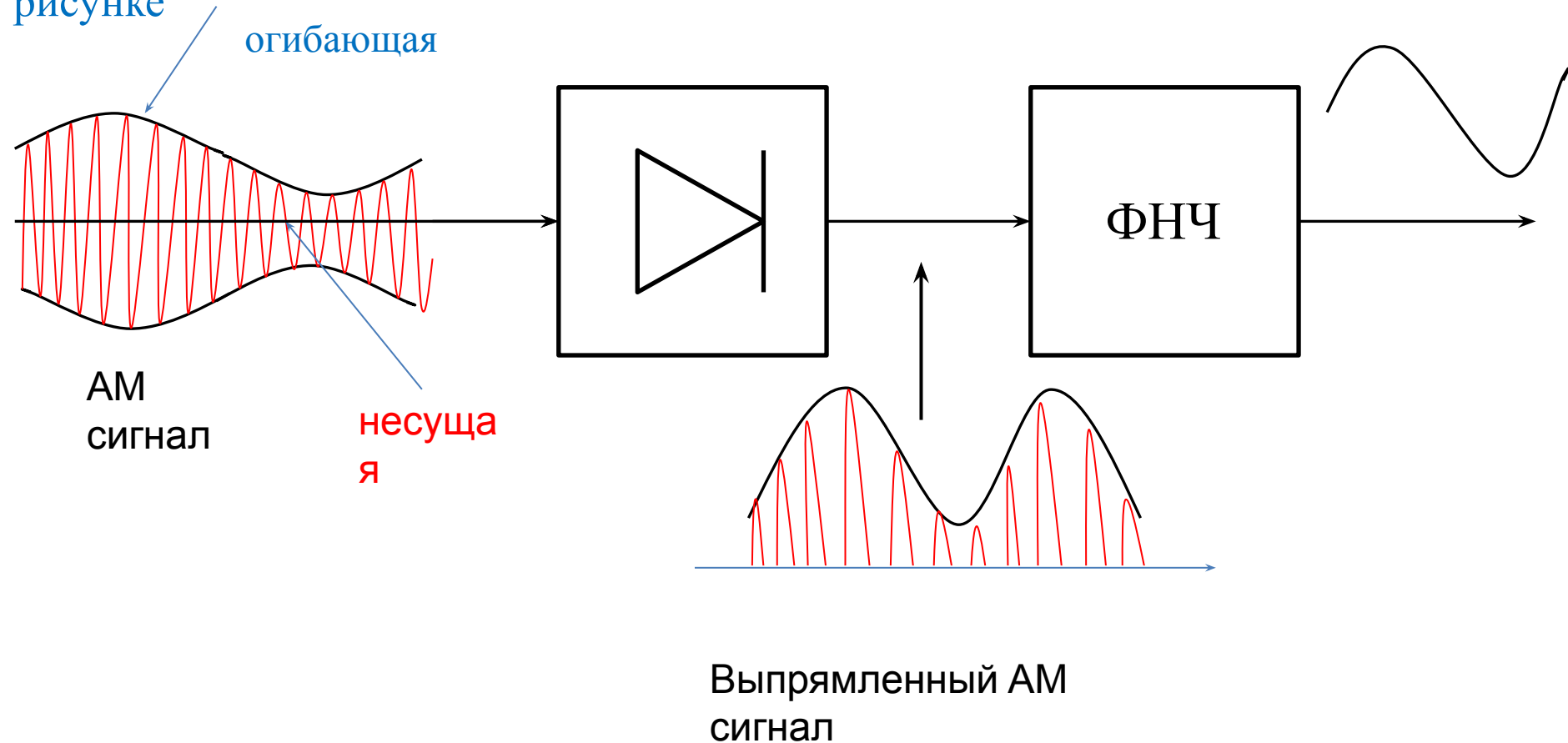




Фильтры и детекторы радиосигналов

Получение исходного сигнала сообщения из АМ сигнала, называется демодуляцией

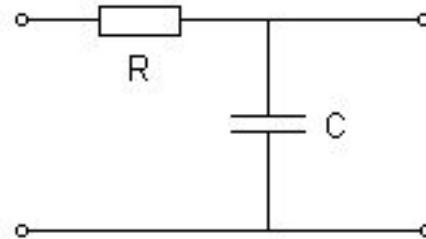
Электронная схема, которая широко применяется для демодуляции АМ сигналов, называется детектором огибающей. Блок-схема детектора огибающей показана на рисунке



Фильтры делятся на два больших класса - пассивные и активные, причём основным отличием активного фильтра является наличие усилительного элемента

Если в фильтре содержится один реактивный элемент (ёмкость или индуктивность), то такой фильтр называется фильтром первого порядка, если два - то второго порядка и т.д

Наиболее распространённым пассивным фильтром первого порядка является интегрирующая RC- цепь



Основными характеристиками фильтра являются АЧХ и ФЧХ

АЧХ цепи показывает как соотносится амплитуда преобразованного гармонического сигнала на выходе с амплитудой гармонического сигнала на входе

ФЧХ – на сколько различается фаза выходного сигнала по сравнению с входным

Для интегрирующей цепи АЧХ описывается выражением:

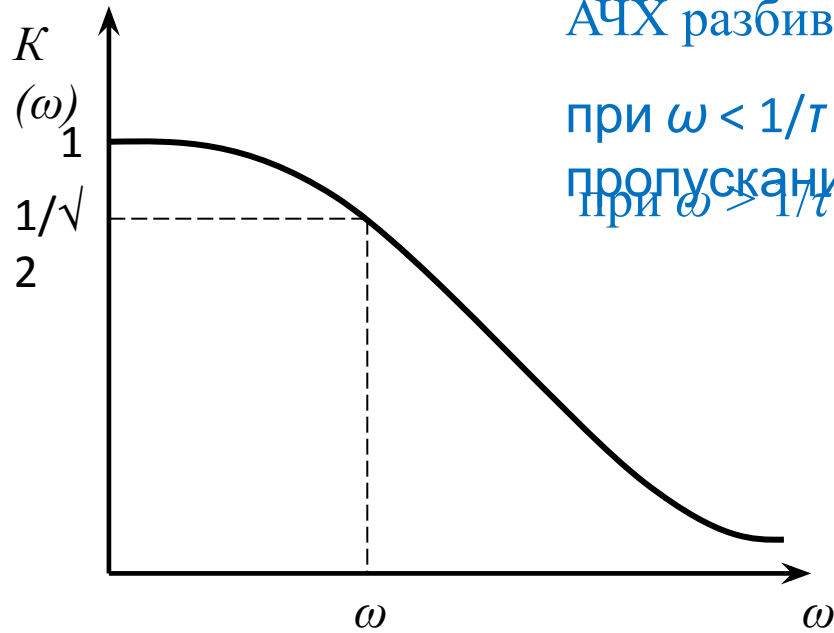
$$K(f) = 20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2}} \right]$$

АЧХ разбивают на два частотных интервала:

при $\omega < 1/T$ – полоса

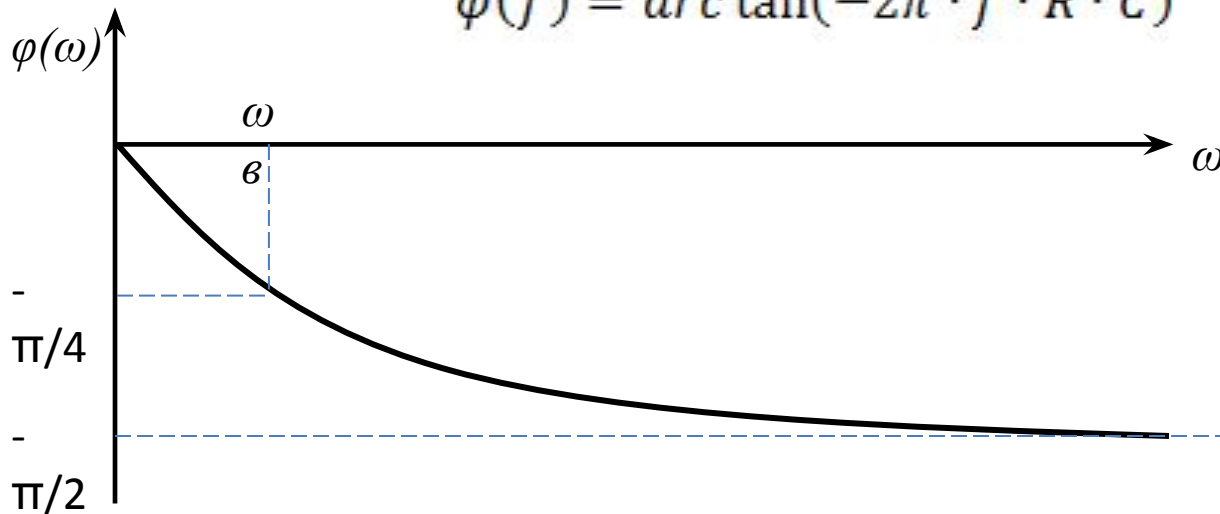
пропускания

при $\omega > 1/T$ – полоса непропускания



Для интегрирующей цепи ФЧХ описывается выражением:

$$\varphi(f) = \arctan(-2\pi \cdot f \cdot R \cdot C)$$



При практической реализации RLC-фильтров (особенно низкочастотных) наибольшие трудности возникают с изготовлением катушек индуктивности, их экранированием, а при больших значениях индуктивности - с проблемой массы и геометрических размеров. С появлением ОУ эти проблемы решены с использованием активных RC-фильтров. Появились так называемые безиндуктивные частотные фильтры.

В активных фильтрах обеспечивается реализация частотных характеристик всех типов: нижних и верхних частот, полосовых с одним элементом настройки (эквивалент одиночного LC-контура)

При построении фильтров наибольшее распространение получили функции Баттерворта, Чебышева и Бесселя.

Фильтры Баттерворта. Эти фильтры характеризуются максимально плоской АЧХ в полосе пропускания.

Частотная характеристика **фильтра Баттерворта** также часто называется «максимально плоской» (без пульсаций) характеристикой, поскольку полоса пропускания спроектирована таким образом, чтобы иметь частотную характеристику, которая является настолько плоской, насколько это математически возможно.

Более высокие частоты за пределами частоты среза снижаются до нуля в полосе останова на уровне 20 дБ / декада или 6 дБ / октава.

По шкале частот **декада** — это десятикратное увеличение (умножение на 10) или десятикратное уменьшение (деление на 10). Например, от 2 до 20 Гц представляют одну декаду, тогда как от 50 до 5000 Гц представляют две декады (от 50 до 500 Гц, а затем от 500 до 5000 Гц).

Октава — это удвоение (умножить на 2) или уменьшение в два раза (деление на 2) по шкале частот. Например, от 10 до 20 Гц представляет одну октаву, а от 2 до 16 Гц — это три октавы (от 2 до 4, от 4 до 8 и, наконец, от 8 до 16 Гц), каждый раз удваивая частоту.

Одним из основных недостатков фильтра Баттерворта является то, что он достигает этой плоскостности полосы пропускания за счет широкой полосы перехода, когда частотная характеристика фильтра изменяется от полосы пропускания к полосе останова.

Он также имеет плохие фазовые характеристики.

В результате этого форма сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, будет искажена при прохождении через фильтр

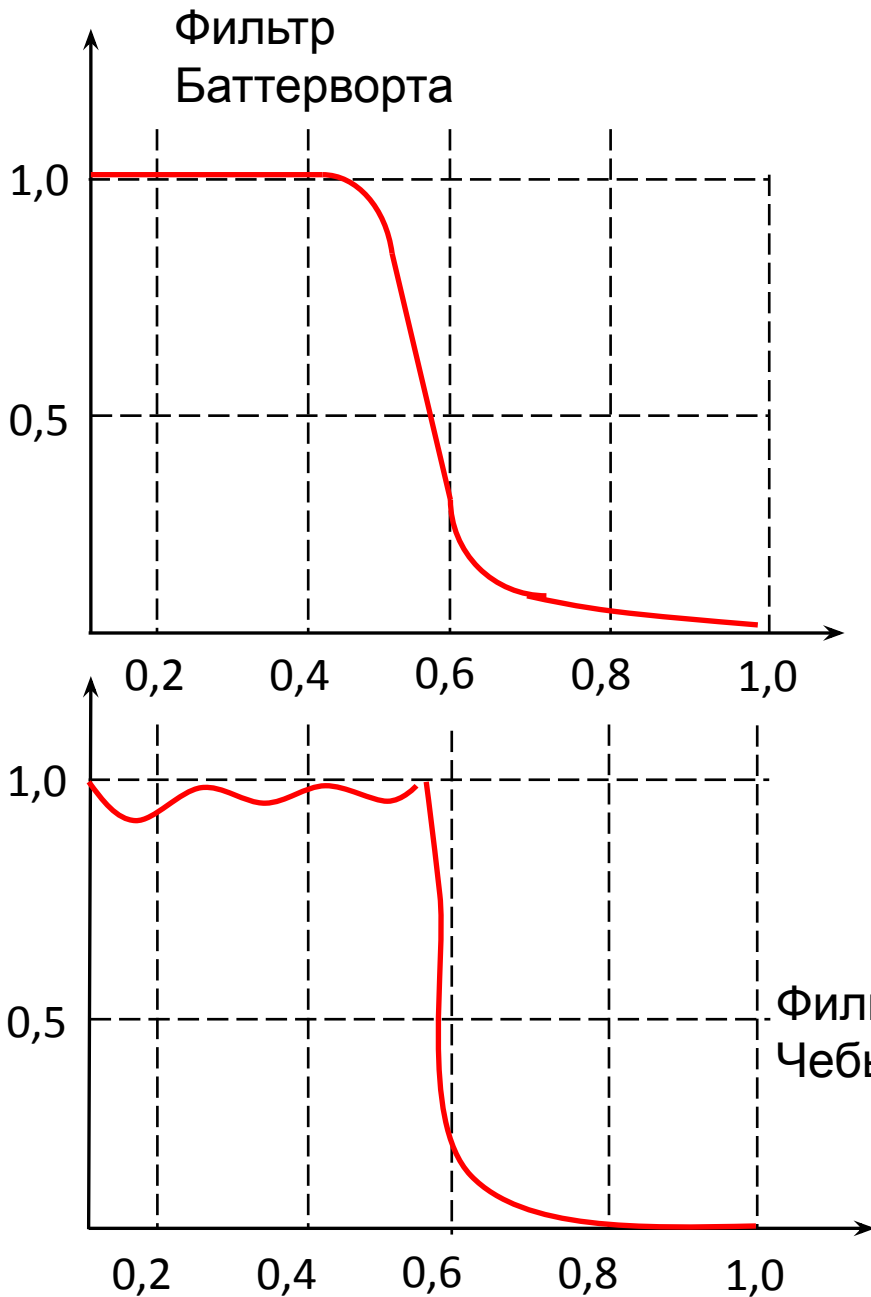
Плохая характеристика времени запаздывания фильтра Баттерворта обуславливает появление эффектов типа выброса при прохождении через фильтр импульсных сигналов.

Фильтры Чебышева.

Один из типов линейных аналоговых или цифровых фильтров, отличительной особенностью которого является более крутой спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и существенные пульсации амплитудно-частотной характеристики на частотах полосы пропускания, чем у фильтров других типов

Эти фильтры обеспечивают наивысшую крутизну АЧХ в переходной полосе частот

Фильтры Чебышёва обычно используются там, где требуется с помощью фильтра небольшого порядка обеспечить требуемые характеристики АЧХ, в частности, хорошее подавление частот из полосы подавления, и при этом гладкость АЧХ на частотах полос пропускания и подавления не столь важна



Преимущества фильтра Чебышева: крутой переход от области пропускания к области запираания, но сопровождающийся ухудшением всех других свойств. В связи с крутым переходом амплитудная характеристика наиболее близко приближается к прямоугольной характеристике идеального фильтра.

Недостатки фильтра Чебышева: сильная волнистость амплитудной характеристики в области пропускания; сильно изменяющаяся фазовая характеристика в области пропускания

Фильтры Бесселя.

В ситуации, при которой форма сигнала имеет первостепенное значение, желательно иметь в распоряжении линейно-фазовый фильтр (фильтр с постоянным временем запаздывания).

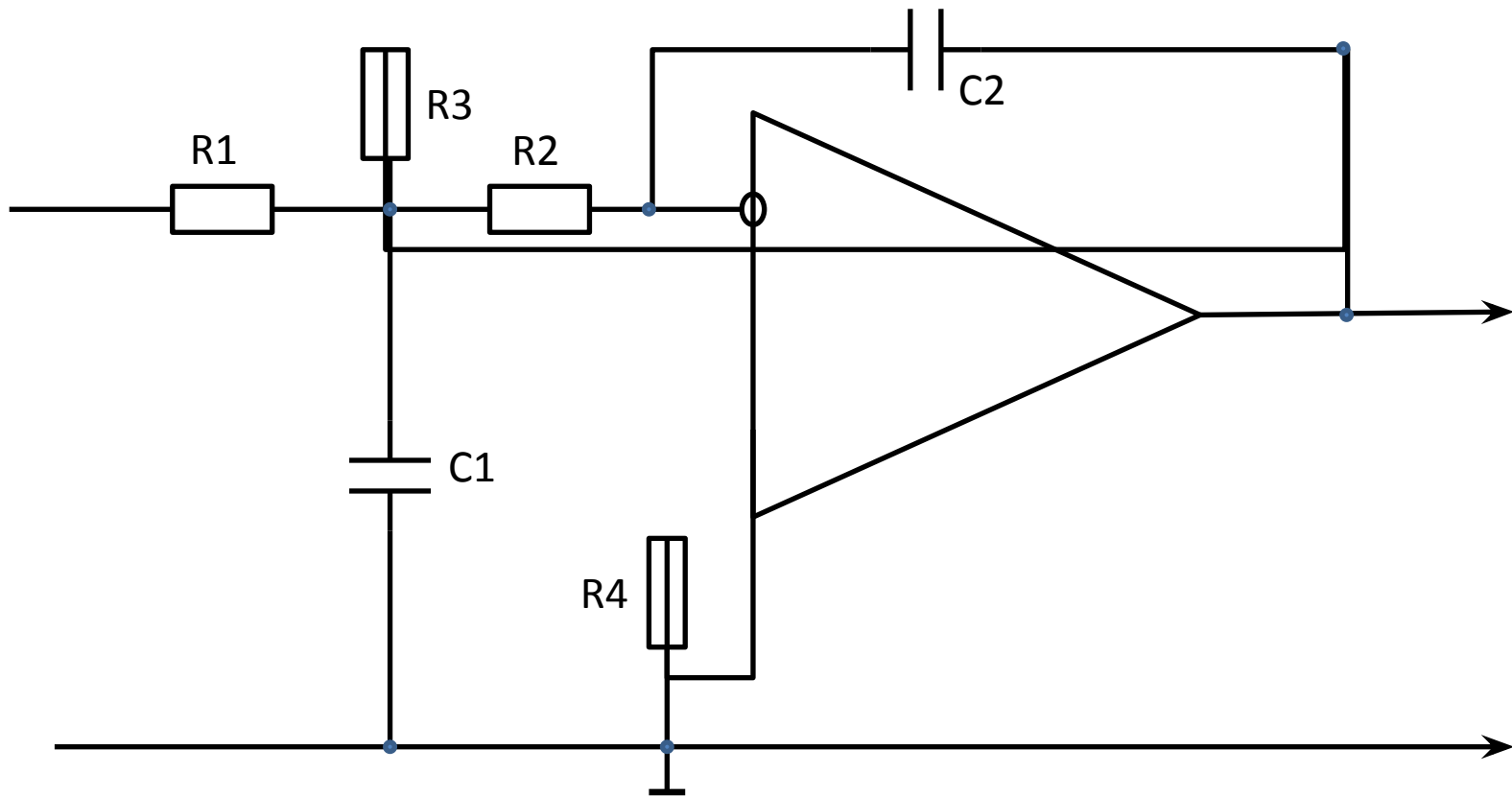
Фильтры Бесселя обладают максимально плоской характеристикой группового времени запаздывания (производная от ФЧХ по частоте) и линейностью ФЧХ по полосе пропускания. Однако крутизна затухания фильтра невелика.

Фильтр Бесселя (имеет наиболее плоский участок кривой времени запаздывания в полосе пропускания, подобно тому как фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую амплитудно-частотную характеристику

С другой стороны, за постоянство времен запаздывания у фильтра Бесселя приходится расплачиваться тем, что его амплитудно-частотная характеристика имеет еще более пологий переходной участок между полосами пропускания и задерживания, чем даже у характеристики фильтра Баттерворта.

Преимущества фильтра Бесселя: пологая и пропорциональная частоте форма фазовой характеристики в области пропускания, что означает малое искажение сигналов, имеющих составляющие различной частоты.

Недостатки фильтра Бесселя: раннее падение амплитуды в области пропускания; пологий переход к области запираания



Звено второго порядка показано на рисунке

Оптическое волокно представляет собой диэлектрический волновод, изготовленный из кварцевого стекла. Он имеет световедущую сердцевину с показателем преломления света n_1 , окруженную оболочкой с показателем преломления n_2 , причем $n_1 > n_2$.

Попадая в световедущую сердцевину, свет распространяется в ней за счет эффекта полного внутреннего отражения. Этот эффект имеет место при падении луча света на границу раздела двух сред из среды с большим показателем преломления n_1 в среду с меньшим показателем n_2 , и наблюдается только до определенных значений угла падения, величина которого определяется различиями n_1 и n_2 .

Стандартное одномодовое оптическое волокно имеет диаметр сердцевины 9 мкм и диаметр оболочки 125 мкм.

В этом волокне существует и распространяется только одна мода, поэтому в нем отсутствует межмодовая дисперсия, что позволяет передавать сигналы на расстояние до 100 км со скоростью до 2,5 Гбит/с и выше без регенерации.

Рабочие длины волн $L_1 = 1,31$ мкм и $L_2 = 1,55$ мкм

Мода — это элементарная составляющая, отдельный луч, из которого состоит свет, проходящий по волокну.

На схемах же, обычно в поперечном сечении, моды изображают в виде отдельных лучей, распространяющихся в волокне под углом к оптической оси. При этом луч, который геометрически совпадает с осью волокна носит название первой или основной моды, а все остальные называют боковыми модами.

Оптическое волокно имеет ряд существенных преимуществ: Широкая полоса частот (до 10¹⁴ МГц) и низкое затухание света в волокне (~0,1-0,2 дБ/км) обеспечивают передачу массивов информации с высокими скоростями и на большие расстояния (до сотен километров без регенерации сигнала).

Кварцевое стекло как среда передачи нечувствительно к электромагнитным полям. Поэтому волокно может прокладываться вместе с силовыми кабелями, без опасности возникновения наведенных помех и ошибок при передаче информации

Оптическое волокно пожаровзрывобезопасно, в волоконно-оптических сетях обеспечивается гальваническая развязка между передающим и приемным оборудованием.

Оптическое волокно, как канал связи, имеет высокую степень защиты от прослушивания и несанкционированного съема информации

Волоконно-оптические линии имеют значительно меньшие объем и массу в расчете на единицу передаваемой информации, чем любые другие; исходным сырьем для изготовления волокна является кремний, запасы которого на земле практически неограниченны.

Современные быстродействующие волоконно - оптические системы предлагают следующие стандарты скорости передач:

Стандарт SONET	Стандарт SDH	Скорость передачи бит/сек
OC 1	-	51,84 Мб/сек
OC 3	STM 1	155,52 Мб/сек
OC 12	STM 4	622,08 Мб/сек
OC 48	STM 16	2,4883 Гб/сек
OC 192	STM 64	9,9533 Гб/сек

Технология синхронной цифровой иерархии первоначально была разработана под названием «Синхронные оптические сети» - Synchronous Optical NETs, SONET.

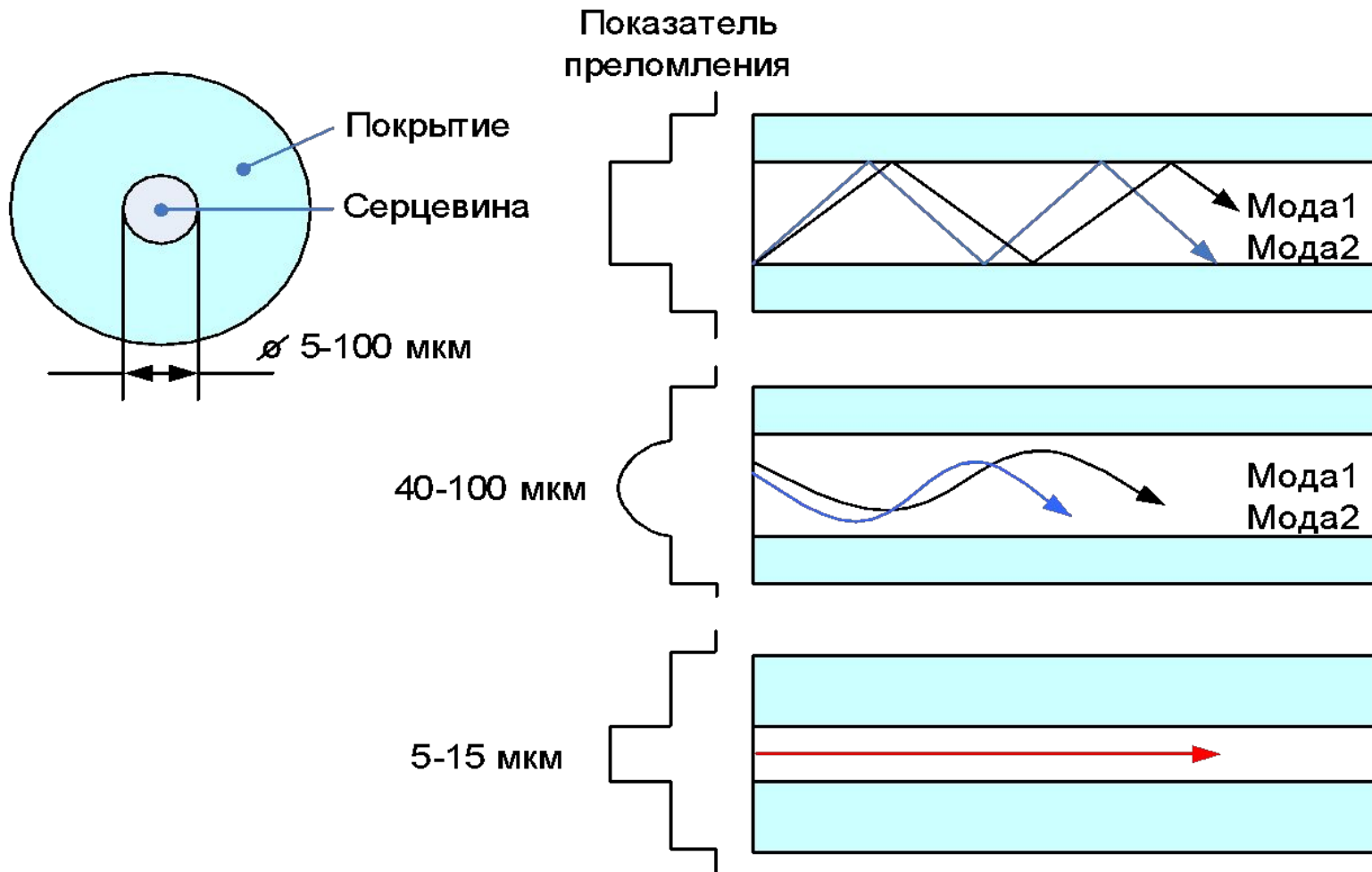
Стандарт SDH (синхронная цифровая иерархия) - это система передачи данных, основанная на синхронизации по времени передающего и принимающего устройств.

Система SDH обеспечивает набор стандартных скоростей. Базовый уровень скорости — SNM-1 (155,52 Мбит/с)

Технология SONET/ SDH фактически стала считаться единой технологией. В России применяются стандарты и адаптированная терминология SDH.

В зависимости от диаметра сердцевины ОВ, показателей преломления материалов сердцевины и оболочки в оптическом волокне будет распространяться только одна или несколько мод излучения.

Диаметры сердцевины и оболочки для ММ составляют, соответственно, 50/125 мкм или 62,5/125 мкм, а для SM — 9/125 мкм.



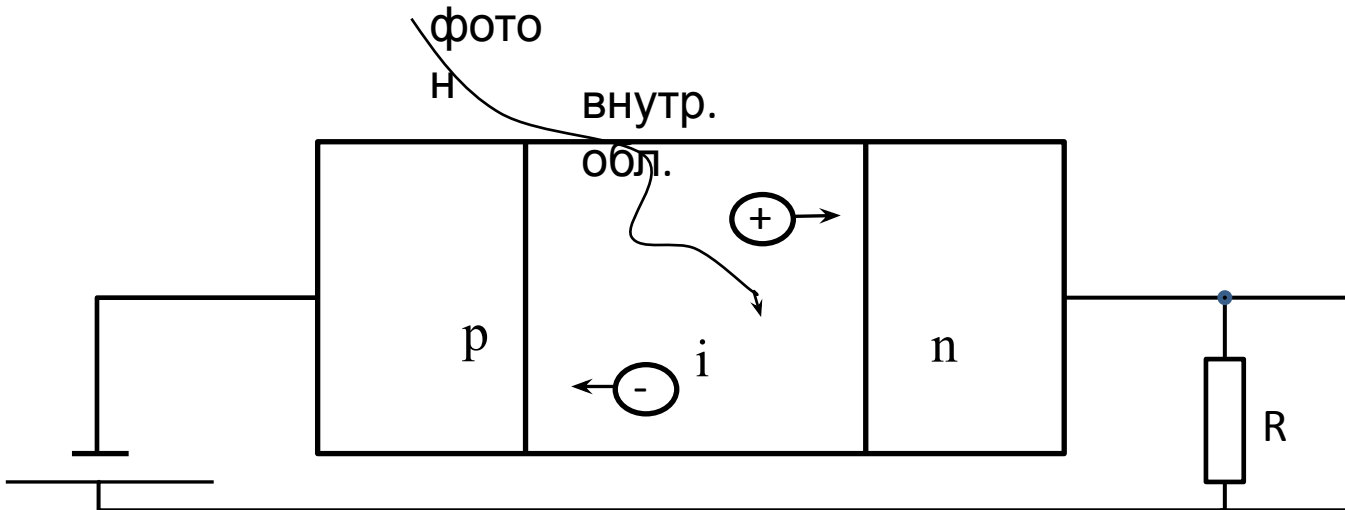
Из-за влияния межмодовой дисперсии ММ-волокно имеет ограничения по скорости и дальности распространения сигнала по сравнению с SM-волокном. Длину многомодовых линий связи ограничивает также большее по сравнению с одномодовым волокном затухание.

В то же время требования к расходимости излучения источника сигнала, а так же к точности юстировки компонентов оборудования ощутимо снижаются за счёт большого диаметра. Вследствие этого оборудование для многомодового волокна стоит гораздо дешевле, чем для одномодового (хотя само многомодовое волокно несколько дороже).

p-i-n-фотодиод

Получил своё название благодаря структуре слоёв полупроводниковых материалов, из которых он образован.

- 1 – тонкий слой полупроводника p-типа с концентрацией основных носителей (дырок) на несколько порядков выше, чем у собственного полупроводника;
- 2 – слой собственного полупроводника i-типа (обеднённый слой);
- 3 – слой полупроводника n-типа с концентрацией основных носителей (электронов) на несколько порядков выше, чем у собственного полупроводника



Из-за существенной разности в концентрациях носителей проводимость слоя 2 оказывается значительно ниже, чем у слоев 1 и 3. С точки зрения теории цепей это означает, что напряжение U источника оказывается практически полностью приложенным к границам области 2.

Поглощение фотонов и рождение электронно-дырочных пар происходит именно в слое 2

Ширина слоя 2 выбирается, исходя из следующих соображений:

- все влетевшие в неё фотоны должны быть поглощены, что обеспечивает максимально возможное значение фототока – для этого ширину слоя необходимо увеличивать;
- созданные электронно-дырочные пары за возможно более короткий интервал времени должны достигнуть областей 1 и 3, что обеспечивает максимальное быстродействие фотодиода – для этого ширину слоя 2 необходимо уменьшать. На практике при разработке ФД всегда выбирают компромиссный вариант.

Предельная чувствительность р-і-n-фотодиода определяется хаотическими флуктуациями напряжения и тока на выходе, которые имеются как в присутствии оптического сигнала, так и без него

В случае р-і-n-диода – это тепловой и дробовой шум и шум темнового тока.

р-і-n - ФД просты по своей структуре

Обладают высоким быстродействием, хорошей линейностью в широком динамическом диапазоне (от нескольких пиковатт до десятков милливатт), просты в эксплуатации и дешёвы. Обеспечивают детектирование оптических сигналов, модулируемых частотами гигагерцового диапазона.

Лавинный фотодиод

Значительного увеличения пороговой чувствительности можно добиться в лавинных фотодиодах, работа которых основана на лавинном умножении носителей

В отличие от p-i-n - ФД у лавинного фотодиода поглощение фотона приводит к появлению не одной электронно-дырочной пары, а M пар.

Величина M называется коэффициентом лавинного умножения. Поэтому увеличение тока можно охарактеризовать с помощью этого коэффициента (величина имеет порядок 10–100).

Недостатки:

1. Конструктивно ЛФД существенно сложнее p-i-n фотодиодов
2. Для создания условий лавинообразного размножения носителей требуется существенно увеличить размеры обеднённой области
3. При больших U сильные токи приводят к разогреву полупроводника, что увеличивает темновой ток и уменьшает фототок
4. Процесс образования лавины носит случайный характер и является дополнительным источником шума
5. Сильная зависимость $M(U)$ отсюда необходимость применения высокостабильного напряжения

ЛФД значительно превосходит p-i-n - ФД по чувствительности.

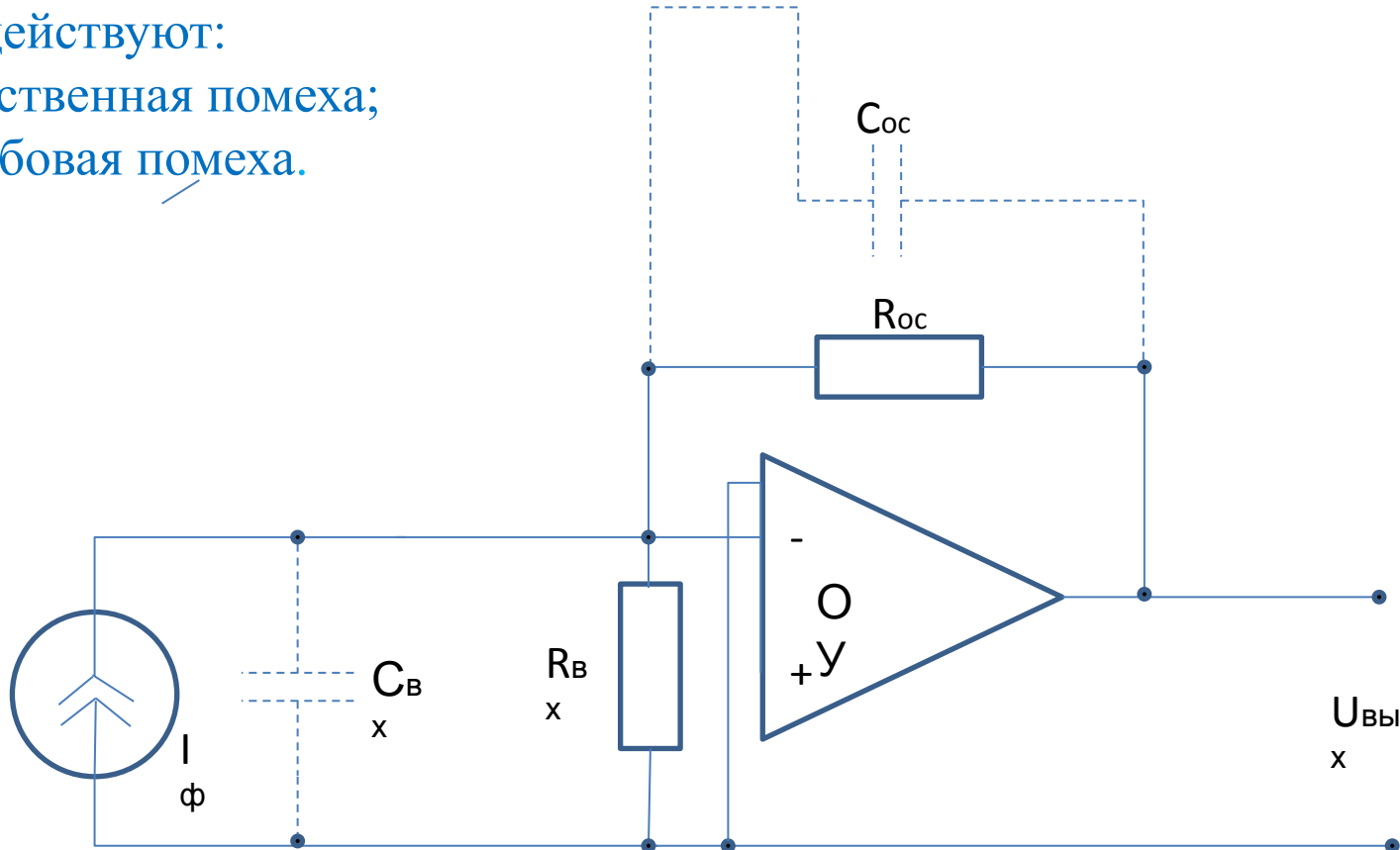
Расчет защищенности сигнала от помехи в точке решения регенератора оптического тракта

ПрОМ – приемник оптического модуля

В ПрОМ на сигнал главным образом воздействуют:

- собственная помеха;
- дробовая помеха.

Типовая схема усилителя фотодетектора



Собственная помеха определяется тепловой помехой, действующей на входе малошумящего усилителя фотодетектора (МУс) и его внутренними помехами

Дробовая помеха обусловлена квантовой природой процессов, происходящих в фотодетекторе (блок фотоприемника ФПр).

МУс (рисунок) состоит из операционного усилителя (ОУ) с большим коэффициентом усиления по напряжению и резистора R_{oc} , посредством которого создается глубокая общая обратная связь.

Конденсатор C_{oc} имитирует паразитную емкость в точках подключения R_{oc} .

Резистор $R_{вх}$ отображает входное сопротивление ОУ.

Конденсатор $C_{вх}$ отображает суммарную емкость фотодетектора, монтажа и входную емкость ОУ

Действующее значение тока тепловой помехи на входе МУс можно определить по формуле Найквиста:

$$I_{\text{ТП}} = \sqrt{4kT f_{\text{В}}/R}$$

где:

$k = 1.38 * 10^{-23}$ - постоянная Больцмана (физическая постоянная, определяющая связь между температурой и энергией), [Дж/град];

T – температура в градусах Кельвина;

$f_{\text{В}}$ – полоса частот, в которой определяется ток помехи, Гц;

R – сопротивление резистора, создающего ток помехи, Ом

В данном случае можно полагать:

$$f_{\text{В}} = 0,7 f_{\text{T}}$$

$$R = R_{\text{ос}}$$

Внутренние помехи усилителя удобно учитывать посредством его коэффициента помехи F_{yc} , показывающего, насколько снижается помехозащищенность сигнала, проходящего через этот усилитель

Таким образом, ток собственной помехи на входе усилителя будет равен:

$$I_{сп} = \sqrt{4kTF_{yc}0.7f_T/R_{oc}}$$

Действующее значение тока дробовой помехи на входе усилителя фотодетектора определяется по формуле Шоттки:

$$I_{дп} = \sqrt{2qI_{\phi}M^{(2+\rho)}f_{в}}$$

где:

$q = 1.6 * 10^{-19}$ – заряд электрона, К;

I_{ϕ} – среднее значение фототока, А;

M – коэффициент лавинного умножения (для рin-диодов $M=1$, для фотодиодов с лавинным умножением (ЛФД) выходной фототок в M раз больше первичного);

$f_{в}$ – полоса частот, в которой определяется дробовой ток;

ρ – коэффициент, зависящий от свойств материала фотодиода ($\approx 0,2 - 0,4$ для кремниевых диодов; ≈ 1 для германиевых диодов; $\approx 0,8$ для диодов из фосфида индия)

Среднее значение фототока I_{ϕ} связано со средней мощностью светового излучения на входе ФПр $P_{вх}$ посредством монохроматической токовой чувствительности:

$$S_i = \frac{I_{\phi}}{P_{вх}} = \frac{\lambda * \eta * q}{h * c}$$

где:

λ – длина волны излучения, мкм;

η – квантовая эффективность;

коэффициент, характеризующий эффективность преобразования фотонов в электрический ток.

Квантовой эффективностью (выходом) фотодиода называется отношение числа рождающихся в секунду электронов к числу фотонов, падающих на ФД

$h = 6.625 * 10^{-34}$ – постоянная Планка (основная константа квантовой теории, коэффициент, связывающий величину энергии кванта электромагнитного излучения с его частотой), Дж·с;

c – скорость света в вакууме

Тогда $S_i = \lambda * \eta / 1.24$ [А/Вт
а:]

Определим ожидаемое отношение сигнал-помеха Q на выходе усилителя

$$Q = \frac{I_{\phi} \cdot M}{[(2 \cdot q \cdot I_{\phi} \cdot M^{(2+\rho)} + 4 \cdot k \cdot T \cdot F_{yc} / R_{oc}) \cdot f_B]^{1/2}}$$

Исследуя это выражение на максимум, как функцию M, находим коэффициент лавинного умножения, при котором отношение сигнал-помеха будет максимально

$$M_{\text{опт}} = \left[\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot F_{yc}}{(R_{oc} \cdot q \cdot \rho \cdot I_{\phi})} \right]^{1/(2+\rho)}$$

Для p-n-диодов $M=1$ и дробовой шум пренебрежимо мал. Поэтому можно записать:

$$Q = \left[\frac{I_{\phi}^2 \cdot R_{oc}}{(4 \cdot k \cdot T \cdot F_{yc} \cdot f_B)} \right]^{1/2}$$

Величину $(4 \cdot k \cdot T \cdot F_{yc} \cdot R_{oc})^{1/2} = i_{эш}$

называют эквивалентным шумовым током и обычно

указывают среди параметров усилителей фотодетекторов на p-n-диодах.

В этом случае:

$$Q = \frac{I_{\phi}}{(i_{эш} \sqrt{f_B})}$$

Пример определения помехозащищенности в точке решения регенератора для синхронной цифровой сети

Определить помехозащищенность в ТРР для цифровой синхронной сети третьей ступени иерархии (STM-16, $f_T = 2,5$ ГГц). Исходные данные:

1. Длина волны передатчика $\lambda = 1,55$ мкм.
2. Уровень входного сигнала $P_{вх} = -28$ дБм.
3. Фотоприемник выполнен в одном случае на pin-диоде, а в другом на ЛФД.
4. Материал ЛФД - фосфид индия, квантовая эффективность в обоих случаях $\eta = 0,85$.
5. Усилитель работает при комнатной температуре $T = 293^\circ\text{К}$.
6. Паразитная емкость в цепи обратной связи $C_{oc} = 0,12$ пФ.

Найдем максимально допустимое значение R_{oc} исходя из следующих соотношений

$$\omega = \frac{1}{R_{oc} C_{oc}} \quad R_{oc} = \frac{1}{\omega C_{oc}} = \frac{1}{2\pi f_T C_{oc}}$$

$$R_{oc} = (2 \cdot 3,14 \cdot 2,5 \cdot 10^9 \cdot 0,12 \cdot 10^{-12})^{-1} \approx 530 \text{ Ом}$$

Средняя входная оптическая мощность на входе фотоприемника равна:

$$P_{вх} = 10^{0,1 \cdot P_{вх}} = 10^{0,1 \cdot (-28)} = 1,585 \cdot 10^{-3} \text{ мВт} = 1,585 \cdot 10^{-6} \frac{\text{В}}{\text{Т}}$$

Монохроматическая токовая чувствительность равна:

$$S_i = \lambda * \eta / 1,24 \frac{\text{А}}{\text{В}}$$

$$S_i = 1,55 \cdot 0,85 / 1,24 = 1,06 \frac{\text{А}}{\text{В}}$$

тогда среднее значение фототока с учетом : $I_{\phi} = S_i P_{вх}$

$$I_{\phi} = 1,06 \cdot 1,585 \cdot 10^{-6} = 1,68 \cdot 10^{-6} \text{ А}$$

Определим отношение сигнал-помеха в случае использования pin-диода с учетом ранее полученной формулы:

$$Q = \left[\frac{I_{\phi}^2 \cdot R_{oc}}{(4 \cdot k \cdot T \cdot F_{yc} \cdot f_B)} \right]^{1/2}$$

$$Q = \left[\frac{(1,68 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 530}{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9} \right]^{1/2} = 5,14$$

Тогда:

$$A_{\text{пз}} = 20 \lg 5,14 = 14,22 \text{ дБ}$$

При использовании ЛФД оптимальный коэффициент умножения находится, как:

$$M_{\text{опт}} = \left[\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot F_{\text{yc}}}{(R_{\text{oc}} \cdot q \cdot \rho \cdot I_{\phi})} \right]^{1/(2+\rho)}$$

$$M_{\text{опт}} = \left[\frac{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2}{530 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,8 \cdot 1,68 \cdot 10^{-6}} \right]^{1/(2+0,8)} = 7,52.$$

Рассчитаем отношение сигнал-помеха в ТРР, равное:

$$Q = \frac{1,68 \cdot 10^{-6} \cdot 7,25}{\left[\left(2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,68 \cdot 10^{-6} \cdot 7,25^{(2+0,8)} + 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot \frac{293 \cdot 2}{530} \right) \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9 \right]^{1/2}} = 20,7.$$

Соответственно помехозащищенность в ТРР:

$$A_{\text{пз}} = 20 \lg 20,7 = 26,3$$

Таким образом, можно сделать вывод, что выигрыш по сравнению с фотоприемником на pin-диоде составляет примерно 12 дБ.

Расчет минимальной чувствительности фотоприемника

Часто требуется решение обратной задачи: по требуемой помехозащищенности $Q_{\text{тр}}$, которая определяется допустимым коэффициентом ошибок регенератора и эксплуатационным запасом, найти соответствующую (минимальную) чувствительность фотоприемника $P_{\text{мин}}$

Минимальная чувствительность соответствует минимальной средней мощности оптического сигнала на входе:

$$P_{\text{мин}} = 10^{0,1 \cdot P_{\text{мин}}} \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$$

Для фотоприемника на pin-диоде:

$$P_{\text{мин}} = \left(\frac{Q_{\text{тр}}}{S_i} \right) \cdot \left(\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot F_{\text{ус}} \cdot f_B}{R_{\text{ос}}} \right)^{1/2} .$$

Минимальная чувствительность фотоприемника составит:

$$P_{\text{мин}} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{мин}}}{1 \text{ мВт}} \right) \text{ (дБм)}.$$

Для фотоприемника на ЛФД следует использовать определенное ранее значение оптимального коэффициента лавинного умножения

Выражение для минимальной средней мощности оптического сигнала на входе фотоприемника на ЛФД:

$$P_{\text{мин}} = S_i^{-1} \cdot \left[\frac{Q_{\text{тр}}^2 \cdot \left(1 + \frac{2}{\rho} \right) \cdot f_B}{\left(\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot F_{\text{yc}}}{R_{\text{oc}}} \right)^{-\rho/(2+\rho)} \cdot (q \cdot \rho)^{-2/(2+\rho)}} \right]^{2+\rho/2 \cdot (1+\rho)}$$

Пример расчета минимальной чувствительности фотоприемника на pin-диоде

$$Q_{\text{тр}} = 22,4. \quad P_{\text{мин}} = (22,4/1,06) \cdot \left(\frac{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9}{530} \right)^{1/2} = 6,91 \cdot 10^{-6} \text{ Вт.}$$

$$p_{\text{мин}} = 10 \lg(6,91 \cdot 10^{-3}) = -21,6 \text{ дБм}$$

Пример расчета минимальной чувствительности фотоприемника на ЛФД.

$$P_{\text{мин}} = 1,06^{-1} \cdot \left[\frac{22,4^2 \cdot \left(1 + \frac{2}{0,8}\right) \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9}{\left(\frac{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2}{530}\right)^{-0,8/(2+0,8)} \cdot (1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,8)^{-2/(2+0,8)}} \right]^{2+0,8/2 \cdot (1+0,8)} = 1,895 \cdot 10^{-6} \text{ Вт.}$$

Тогда минимальная чувствительность фотоприемника на ЛФД:

$$p_{\text{мин}} = 10 \lg(1,895 \cdot 10^{-3}) = -27,2 \text{ дБм.}$$

Расчет быстродействия волоконно-оптической линии передачи

Расчет быстродействия сводится к определению допустимого и ожидаемого быстродействия и их сравнения.

Допустимое быстродействие цифровых ВОЛП зависит от характера передаваемого сигнала, скорости передачи линейного цифрового сигнала и определяется по формуле:

$$t_{\text{доп}} = \frac{\beta}{V} \text{ нс,}$$

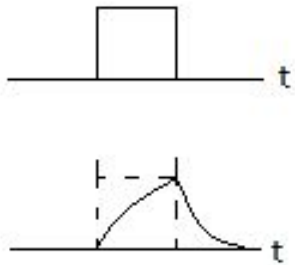
где:

β – коэффициент, учитывающий характер линейного цифрового сигнала (линейный код) и равный 0,7 для кода NRZ и 0,35 для всех других;

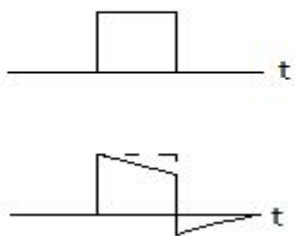
V - скорость передачи линейного цифрового сигнала.

Вопрос выбора цифрового сигнала обеспечивающего необходимую помехозащищенность, сводится к подбору сигнала, спектр которого удовлетворяет определенным требованиям:

1. Энергетический спектр должен ограничиваться сверху и быть достаточно узким, чтобы снизить искажения I рода, которые приводят к затягиванию переднего фронта импульса и размытию заднего (рис.а)



2. Энергетический спектр не должен содержать постоянной составляющей, мощность НЧ (низко частотных) составляющих должна быть мала. В этом случае снижаются искажения II рода, которые вызывают скос вершины импульсов и появление выбросов противоположной полярности



Искажения I и II рода называют межсимвольной интерференцией, то есть перекрытие межсимвольных интервалов, что приводит к увеличению коэффициента ошибки.

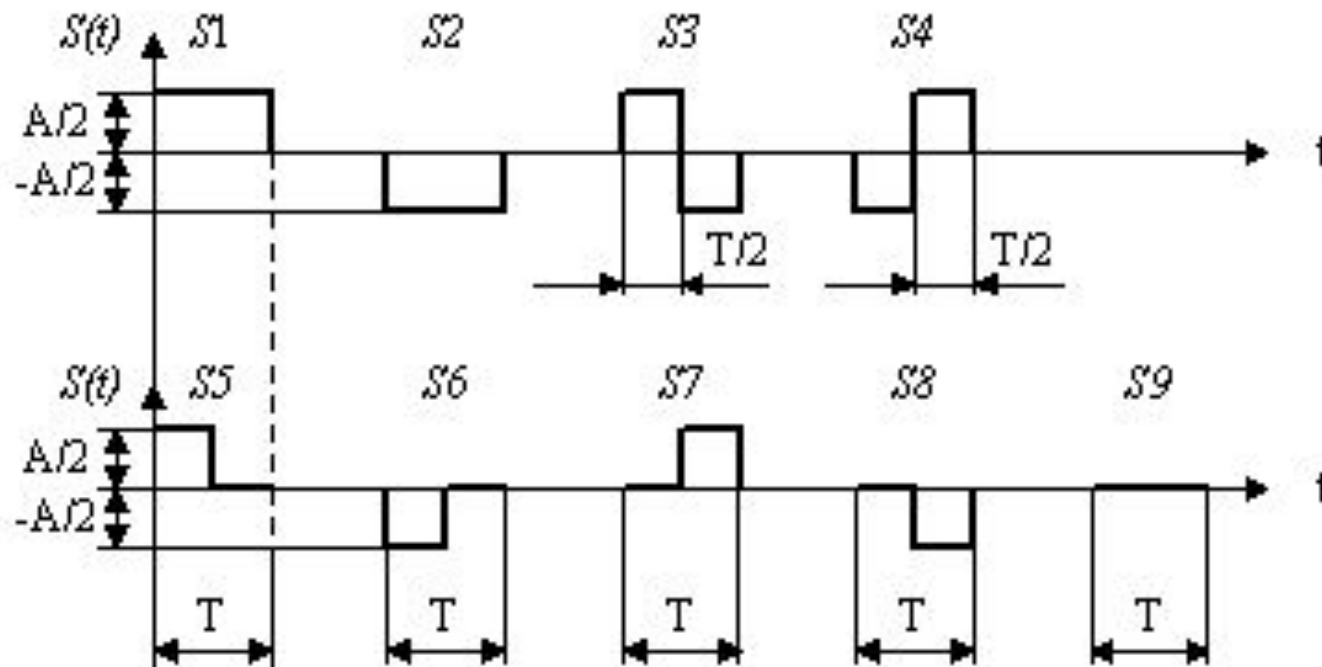
3. В энергетическом спектре сигнала должна содержаться тактовая частота, что необходимо для упрощения устройств тактовой синхронизации.

4. Код должен обладать избыточностью. Избыточность - это свойство кода по которому можно определить ошибку.

При формировании линейных сигналов ЦСП каждому подлежащему передаче двоичному цифровому символу "0" или "1" (или группе символов) ставится в соответствие элемент (или группа элементов) линейного сигнала, передаваемый за один тактовый интервал T (или несколько тактовых интервалов). Алгоритм формирования цифрового линейного сигнала называется линейным кодированием. В этой связи цифровой линейный сигнал, полученный по определенному алгоритму линейного кодирования, часто называют просто: линейный код в ЦСП.

В общем случае, элементом линейного сигнала может быть любое сочетание импульсов и пауз внутри тактового интервала T . Однако, в подавляющем большинстве случаев элементы цифровых линейных сигналов выбираются исходя из следующих ограничений: импульсы имеют прямоугольную форму и их длительность T или $T/2$; передний и задний фронты импульсов совпадают с границей либо серединой тактового интервала; амплитуда импульсов независимо от числа элементов одинакова и равна $A/2$.

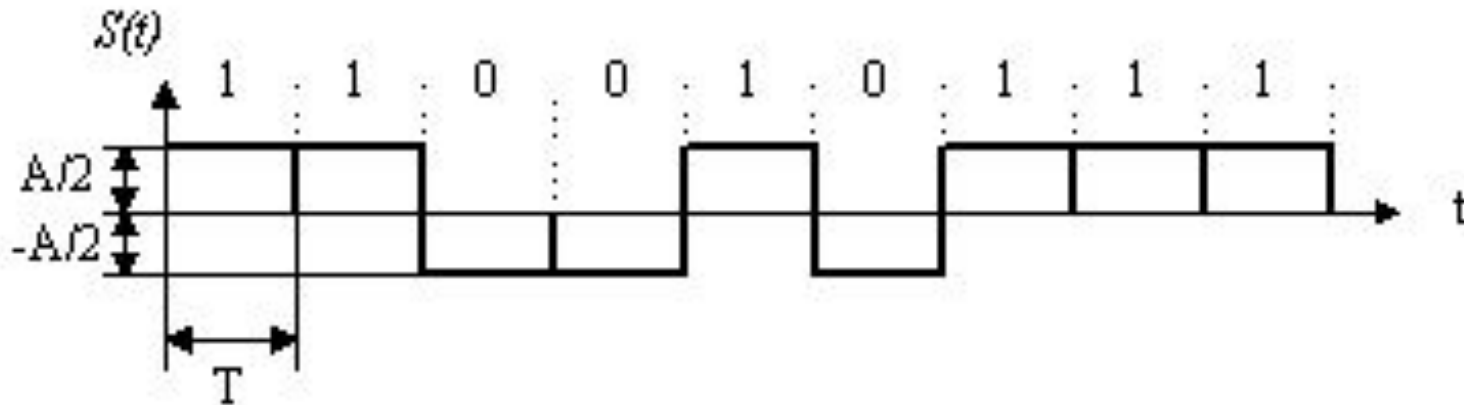
При этих условиях количество элементов цифровых линейных сигналов равно 9 и показано на рисунке



Формирование линейного сигнала из этих элементов может осуществляться абсолютными или относительными методами.

Абсолютный метод

Каждому символу двоичного сигнала “0” или “1” соответствует определенный элемент линейного сигнала, например, “1” – S_1 , а “0” – S_2 . Тогда бинарному сигналу имеющего вид 11 00 10 111 будет соответствовать линейный код, показанный на рисунке.

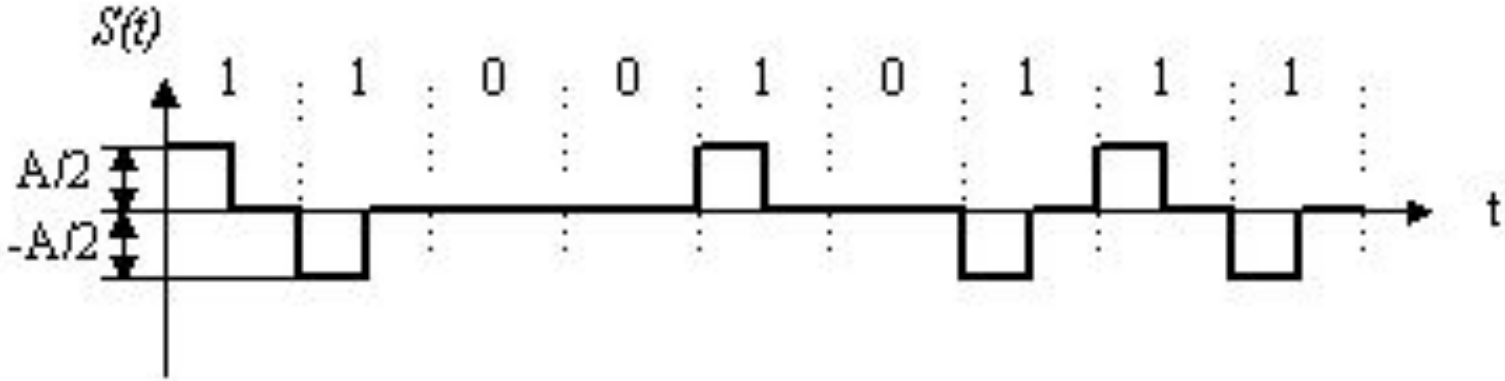


Абсолютный метод кодирования бинарного сигнала с элементами S_1 и S_2 .

Алгоритм формирования линейного кода с ЧПИ:

Символы “1” передаются путем поочередного использования элементов S_5 или S_6 , а символы “0” при помощи элемента S_9 .

Тогда кодовая двоичная комбинация 11 00 10 111 будет иметь линейный код с ЧПИ, показанный на рисунке



Трехуровневый линейчатый код с ЧПИ с использованием элементов S_5 , S_6 и S_9 .

Ожидаемое быстродействие ВОЛП (как совокупности волоконно-оптической системы передачи и оптического кабеля) равно:

$$t_{\text{ож}} = \sqrt{t_{\text{пер}}^2 + t_{\text{пр}}^2 + t_{\text{ОВ}}^2}$$

$t_{\text{пер}}$ - быстродействие передающего оптического модуля (ПОМ), зависящее от скорости передачи линейного цифрового сигнала и типа источника излучения;

$t_{\text{пр}}$ - быстродействие ПрОМ, определяемое скоростью передачи линейного цифрового сигнала и типом фотодетектора;

$t_{\text{ОВ}}$ - уширение импульса оптического излучения при его прохождении по оптическому волокну кабеля регенерационного участка длиной $L_{\text{пу}}$, которое равно для многомодового ОВ:

$$t_{\text{ОВ}} = 10^3 \cdot \frac{L_{\text{пу}}}{\Delta F} \text{ нс,}$$

где:

ΔF – относительная полоса пропускания ОВ, МГц/км

Для одномодового ОВ:

$$t_{\text{ов}} = 10^{-3} \cdot \sigma \cdot \Delta\lambda \cdot l_{\text{пу}} \text{ нс,}$$

где:

$\Delta\lambda$ – среднеквадратическая ширина полосы оптического излучения, нм;
(для светоизлучающих диодов $\approx 24...40$ нм, для полупроводниковых лазерных диодов $\approx 0,2...5$ нм)

σ - коэффициент хроматической дисперсии оптического волокна, пс/нм·км;

Оптический сигнал, распространяясь по волокну, не только затухает, но и искажается за счёт дисперсии различного рода.

Хроматическая дисперсия, подчёркивает факт разложения света на его спектральные составляющие (что приводит к уширению импульса).

Большие значения дисперсии приводят к ошибкам декодирования вследствие перекрытия импульсов цифрового оптического сигнала.

Предел пропускной способности (скорости передачи информации) оптоволокну определяется тем, насколько близко могут располагаться кодирующие информацию соседние импульсы без взаимного перекрытия и, следовательно, без возникновения межсимвольных помех.

Дисперсия также ограничивает длину регенерационного участка, так как уширение импульса пропорционально длине линии.

Быстродействие ПОМ и ПрОМ для типовых скоростей передачи приведено в таблице

Быстродействие ППМ	Скорость передачи цифрового потока, Мбит/с						
	8	34	140	565	155	622	2500
$t_{пер}, \text{нс}$	5	3	0,5	1,15	1	0,1	0,05
$t_{пр}, \text{нс}$	4	2,5	0,4	0,1	0,8	0,08	0,04

Пример расчета быстродействия волоконно-оптической линии передачи.

Определить быстродействие ВОЛП при работе на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм, при следующих условиях:

1. Длина регенерационного участка $L_{ру} = 80$ км
2. Коэффициент хроматической дисперсии $\sigma = 18,2$ пс/нм·км
3. Скорость передачи информационного потока $B = 140$ Мбит/с
4. $\Delta\lambda = 0,5$ нм

Найдем значение допустимого быстродействия с учетом:

$$t_{\text{доп}} = \frac{\beta}{B}$$
$$t_{\text{доп}} = \frac{0,35}{140 \cdot 10^6} = 2,5 \text{ нс}$$

Найдем величину уширения импульса при его прохождении по регенерационному участку:

$$t_{\text{об}} = 10^{-3} \cdot \sigma \cdot \Delta\lambda \cdot l_{\text{пу}}$$

$$t_{\text{об}} = 18,2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 80 = 0,728 \text{ нс}$$

Найдем ожидаемую величину быстродействия $t_{\text{ож}}$, подставив в нее значения $t_{\text{пер}} = 0,5 \text{ нс}$ и $t_{\text{пр}} = 0,4 \text{ нс}$, взятых из таблицы

$$t_{\text{ож}} = \sqrt{t_{\text{пер}}^2 + t_{\text{пр}}^2 + t_{\text{об}}^2}$$

$$t_{\text{ож}} = \sqrt{0,5^2 + 0,4^2 + 0,728^2} = 0,97 \text{ нс}$$

Вывод. Сравнение полученных значений показывает, что условие $t_{\text{ож}} < t_{\text{дон}}$ выполняется и, следовательно, основные параметры ВОЛП и ее компонентов выбраны правильно.

Расчет порога чувствительности

ППМ по быстрдействию

Одной из основных характеристик ППМ является его чувствительность, т. е. минимальная детектируемая мощность (МДМ) оптического сигнала устойчиво обнаруживаемая фотодетектором ППМ

Ориентировочно величина уровня МДМ p_{\min} может быть определена по формулам:

$$p_{\min} = \begin{cases} -55 + 11 \cdot \lg V, & \text{если } V \leq 50 \text{ Мбит/с;} \\ -55 + 10 \cdot \lg V, & \text{если } V > 50 \text{ Мбит/с;} \end{cases}$$

для pin-фотодиодов

$$p_{\min} = \begin{cases} -70 + 10,5 \cdot \lg V, & \text{если } V \leq 50 \text{ Мбит/с;} \\ -70 + 10 \cdot \lg V, & \text{если } V > 50 \text{ Мбит/с;} \end{cases}$$

для лавинных фотодиодов .

Зная абсолютный уровень МДМ p_{\min} и уровень передачи ППМ, можно получить оценку энергетического потенциала ВОСП по быстрдействию:

$$\mathcal{E}_t = p_{\text{пер}} - p_{\min}$$

Пример расчета порога чувствительности ПШМ по быстройдействию

Исходные данные:

1. Скорость передачи линейного цифрового сигнала $B = 41,242$ Мбит/с
2. Уровень передачи $p_{пер} = -4$ дБ.
3. Фотодетектор реализован на основе ЛФД.

$$p_{мин} = -70 + 10,5 \lg 41,242 = -53 \text{ дБм.}$$

Значение энергетического потенциала по быстройдействию будет равно:

$$\mathcal{E}_t = -4 - (-53) = 49 \text{ дБ.}$$

Вывод. Полученное значение энергетического потенциала соответствует возможностям данной ЦВОСП по быстройдействию.

Разработка схемы скремблера и дескремблера

Принцип построения скремблирующих и дескремблирующих устройств

Цели скремблирования:

1. Защита передаваемых данных от несанкционированного доступа
2. Исключение из потока данных длинных последовательностей 0 и 1 и периодически повторяющихся групп битов с целью повышения надежности синхронизации приемника с источником передаваемых по линии данных

Для решения этих задач необходимо преобразовать данные так, чтобы они выглядели как случайные, то есть лишенные какой-либо видимой закономерности.

Основные математические операции с двоичными числами в теории кодирования

Принципы формирования кодовых сообщений для передачи информации посредством типовой телемеханической системы и последующей их дешифрации базируются на специальном математическом аппарате по работе с двоичными числами.

Данный аппарат подразумевает совокупность определенных математических операций над двоичным числом. Тогда, аппаратура, работающая с двоичным кодом на передающей и приемной сторонах линейного тракта, строится согласно заданному конкретной математической операцией алгоритму.

Рассмотрим основные математические операции и преобразования над двоичными числами.

Запись кодовых комбинаций в виде многочлена

Любое число в системе счисления с основанием X можно представить в виде многочлена :

$$F(x) = a_n X^{n-1} + a_{n-1} X^{n-2} + \dots + a_2 X^1 + a_1 X^0$$

где a – знаки, имеющие значения от 0 до $X - 1$,
 n – количество знаков в кодовой комбинации.

Так, в десятичной системе счисления, где $X = 10$, например, пятизначное число ($n=5$) 85693 будет иметь следующий вид:

$$F(10) = 8 \cdot 10^4 + 5 \cdot 10^3 + 6 \cdot 10^2 + 9 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$$

Для используемого в микропроцессорных системах телекоммуникаций двоичного кода, где $X = 2$, двоичное число 1011011 будет иметь вид:

$$F(2) = 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$

или в виде многочлена $Q(X)$:

$$Q(X) = 1 \cdot X^6 + 0 \cdot X^5 + 1 \cdot X^4 + 1 \cdot X^3 + 0 \cdot X^2 + 1 \cdot X^1 + 1 \cdot X^0$$

Для представления записи в более компактном виде принято, что члены, имеющие нулевые коэффициенты, опускаются, а единицы-множители – не прописываются. Тогда:

$$Q(X) = X^6 + X^4 + X^3 + X^1 + 1$$

Сложение двоичных чисел

Работа над двоичными числами по сложению может быть выполнена для разных форм представления используемых двоичных чисел: в виде непосредственной совокупности нулей и единиц или в виде многочлена.

Данные формы представления двоичного числа могут быть легко преобразованы друг в друга.

Стоит особо отметить, что обычное сложение с переносом числа в высший разряд в случае переполнения самого старшего здесь неприменимо, так как это может привести к образованию нового, дополнительного разряда, чем установлено в данном коде, что, естественно, недопустимо

Поэтому операция обычного сложения заменяется операцией «сложение по модулю два».

Проиллюстрируем работу данной операции на примере сложения трех двоичных чисел 1101101, 110100 и 1111111.

Проведем вычисление в многочленном представлении чисел.

Представим каждое двоичное число в виде многочлена:

$$1101101 = X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + 1$$

$$110100 = X^5 + X^4 + X^2$$

$$1111111 = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X^1 + 1$$

Теперь выполним сложение многочленов по принципу исключения соответствующего слагаемого из записи результата в случае его четного количества повторений среди используемых многочленов.

Расположим многочлены двоичных чисел друг под другом и произведем указанные действия.

$$\begin{array}{r}
 X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + 1 \\
 \oplus X^5 + X^4 + X^2 \\
 \hline
 X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X^1 + 1 \\
 \hline
 X^5 + X^2 + X^1
 \end{array}$$

Умножение двоичных чисел

Для того чтобы при умножении многочленов не увеличилась разрядность степени многочлена выше заданной, производят так называемое «символическое умножение» или «умножение в конечном поле двоичных чисел».

Умножение многочленов производится в два этапа: умножение многочленов по обычным правилам алгебры и последующее суммирование «по модулю два».

Перемножим два многочлена:

$$X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + 1 \quad X^5 + X^4 + X^2$$

$$\begin{array}{r}
 X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + 1 \\
 \times \\
 X^5 + X^4 + X^2 \\
 \hline
 X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 \\
 \oplus X^{10} + X^9 + X^7 + X^6 + X^4 \\
 X^{11} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 \\
 \hline
 X^{11} + X^9 + X^7 + X^6 + X^2
 \end{array}$$

Умножении многочлена на одночлен X^n дает увеличение степени многочлена на n и увеличение разрядности кодовой комбинации.

Как следует из вышеприведенных примеров, в каждом случае перемножение двоичных чисел дало увеличение степени многочленов, то есть увеличение разрядности кодовой комбинации. В таких случаях если максимальная степень получившегося многочлена превышает некую наперед заданную разрядность – то производится последующее деление на заранее выбранный многочлен, и результатом операции будет являться остаток от данного деления.

Деление двоичных чисел

Разделим многочлен $X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 + 1$ на другой многочлен вида

$$X^5 + X^3 + X^1 + 1$$

При этом вместо вычитания будем производить всю ту же логическую операцию «сложение по модулю два», так как эти операции тождественны.

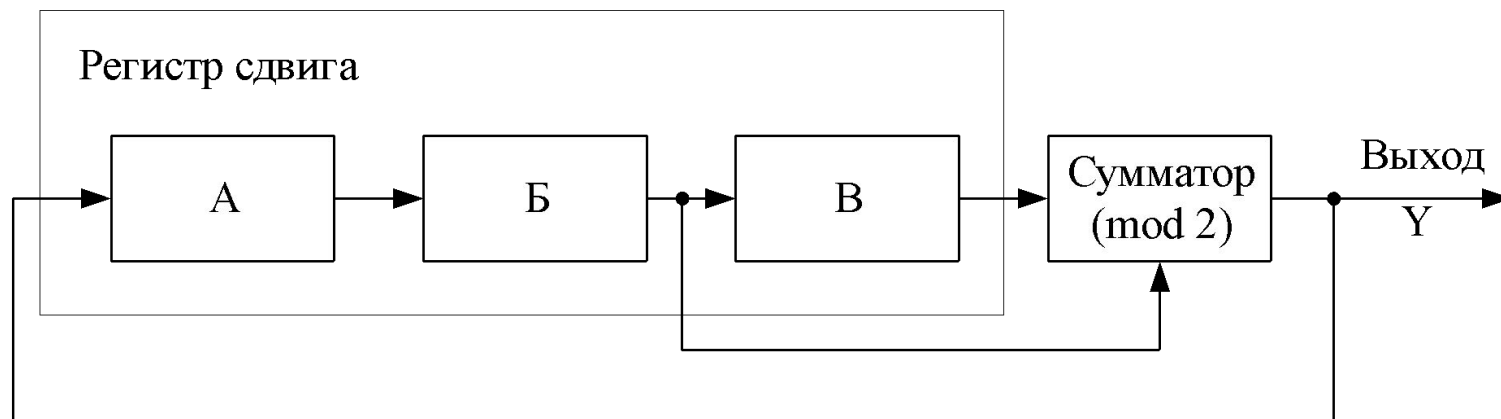
$$\begin{array}{r}
 \oplus \begin{array}{l} X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 + 1 \\ X^8 + X^6 + X^4 + X^3 \\ \hline \end{array} \\
 \oplus \begin{array}{l} X^7 + X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + 1 \\ X^7 + X^5 + X^3 + X^2 \\ \hline \end{array} \\
 \oplus \begin{array}{l} X^6 + 1 \\ X^6 + X^4 + X^2 + X^1 \\ \hline \end{array} \\
 X^4 + X^2 + X^1 + 1
 \end{array}
 \left| \begin{array}{l} X^5 + X^3 + X^1 + 1 \\ \hline X^3 + X^2 + X^1 \end{array} \right.$$



Исходными данными для разработки схемы скремблера является порождающий многочлен генератора ПСП (псевдослучайной последовательности), например вида: $g(x)=1+x+x^9+x^{10}$.

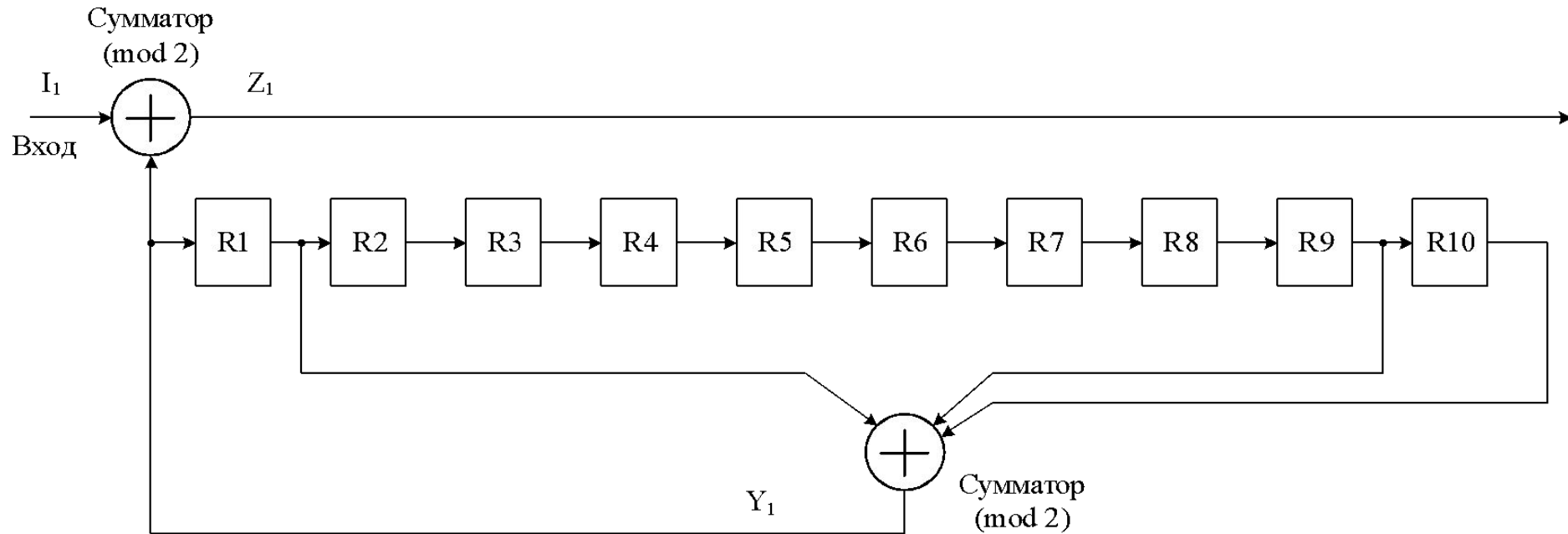
Все процессы, протекающие в системе передачи данных, синхронизируются от тактового генератора (на рисунке не показан).

В каждом такте на вход скремблера подается очередной бит передаваемых данных, а в сдвиговом регистре накопленный код продвигается на один разряд вправо.



Степень при формальной переменной X порождающего многочлена $g(x)$ генератора ПСП указывает на наличие связи с сумматором в схеме генератора ПСП.

Следовательно, схема генератора ПСП имеет вид:



Для описания работы схемы скремблера – дескремблера воспользуемся основными алгебраическими соотношениями:

$$Z_1 = I_1 + Y_1 \quad I_2 = Z_2 + Y_2 = I_1 + Y_1 + Y_2 = I_1$$

В выражениях введены следующие обозначения:

I_1 – вектор информационной (входной) последовательности;

I_2 – вектор информационной (выходной) последовательности;

Y_1 – вектор последовательности генератора ПСП скремблера;

Y_2 – вектор последовательности генератора ПСП дескремблера;

Z_1 – вектор скремблированной последовательности на выходе скремблера;

Z_2 – вектор скремблированной последовательности на входе дескремблера;

Работа генератора ПСП представлена в таблице.

Исходное состояние: $R_1 = \dots = R_9 = 0, R_{10} = 1$

Выход сумматора по модулю 2: $Y_1 = R_1 \oplus \dots \oplus R_9 \oplus R_{10} = 0 \oplus \dots \oplus 0 \oplus 1 = 1$

Сдвиг регистра $R_1 - R_{10}$ на один разряд вправо с занесением значения Y_1 в младший разряд R_1

Выход сумматора по модулю 2: $Y_1 = R_1 \oplus \dots \oplus R_9 \oplus R_{10} = 1 \oplus \dots \oplus 0 \oplus 0 = 1$

Следовательно:

$$Y_1(X) = 1 + X + X^2 + X^3 + X^4 + X^5 + X^6 + X^7 + X^8 + X^{18} + X^{19} + X^{20} + X^{21} + X^{22} + X^{23} + X^{24} \\ + X^{25} + X^{26}$$

Такт	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10	Y1	I1	Z1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
3	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
5	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
6	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0
8	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1
10	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
11	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
12	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1

Такт	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10	Y1	I1	Z1
13	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0
14	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
15	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
16	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
19	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
20	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
21	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
22	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
23	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1
24	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1
25	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0

Так т	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10	Y1	I1	Z1
26	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
27	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
28	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
29	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
30	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0

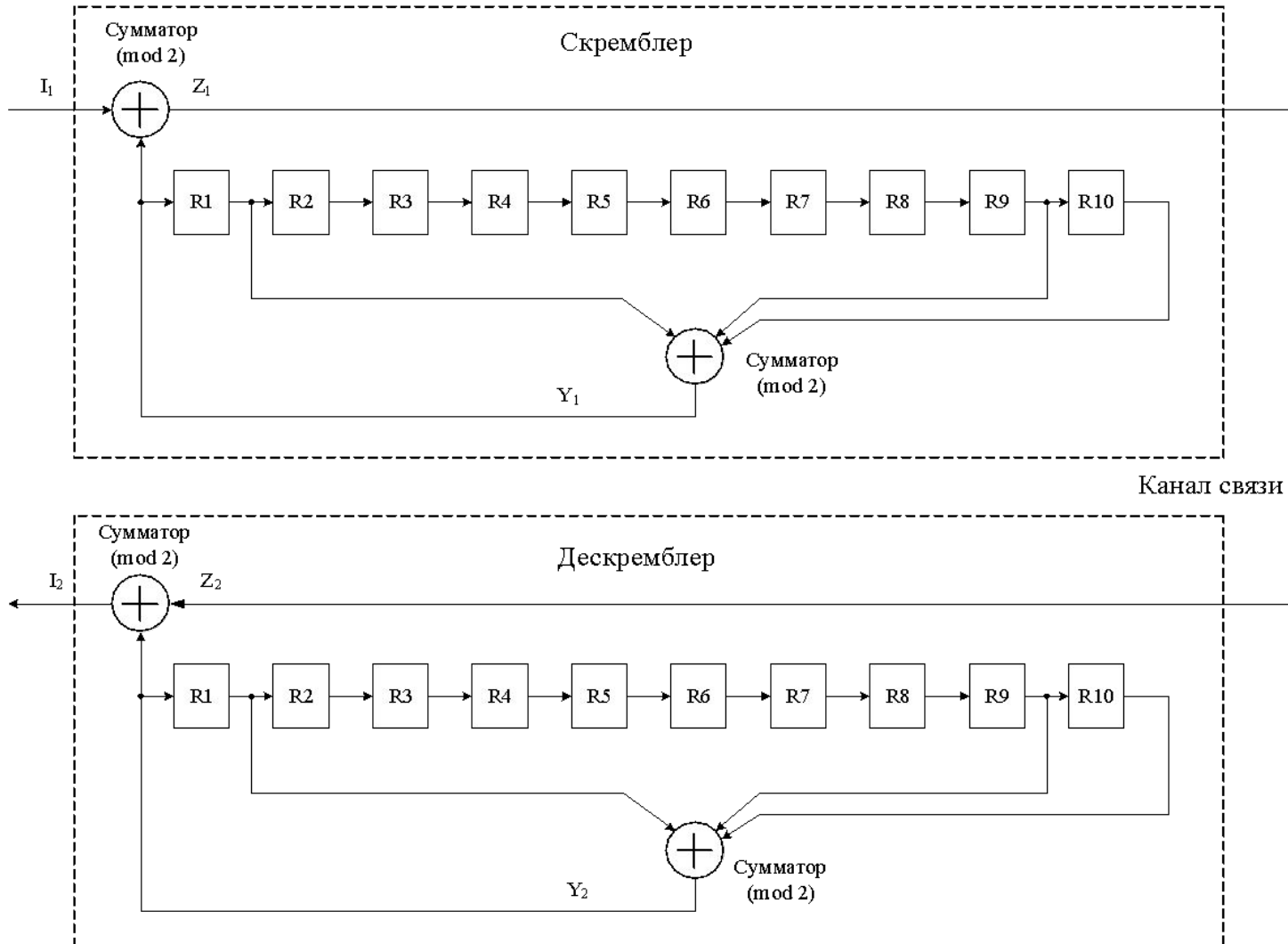
Представим вектор информационной (входной) последовательности в виде многочлена:

$$I_1(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^6 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{18} + x^{20} + x^{22} + x^{25} + x^{26} + x^{29}$$

Тогда, учитывая, что $Z1(x) = I1(x) \oplus Y1(x)$, получим:

$$\begin{aligned} Z_1(x) &= 1 + \cancel{x} + \cancel{x^2} + \cancel{x^3} + \cancel{x^4} + \cancel{x^5} + \cancel{x^6} + \cancel{x^7} + \cancel{x^8} + \cancel{x^9} + \cancel{x^{10}} + \cancel{x^{11}} + \cancel{x^{12}} + \cancel{x^{18}} + \cancel{x^{19}} + \cancel{x^{20}} + \cancel{x^{21}} + \cancel{x^{22}} + \cancel{x^{23}} + \cancel{x^{24}} + \cancel{x^{25}} + \cancel{x^{26}} + \\ &+ 1 + \cancel{x} + \cancel{x^2} + \cancel{x^3} + \cancel{x^4} + \cancel{x^5} + \cancel{x^6} + \cancel{x^7} + \cancel{x^8} + \cancel{x^9} + \cancel{x^{10}} + x^{11} + x^{12} + \cancel{x^{18}} + \cancel{x^{20}} + \cancel{x^{22}} + \cancel{x^{25}} + \cancel{x^{26}} + x^{29} = \\ &= x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{19} + x^{21} + x^{23} + x^{24} + x^{29} \end{aligned}$$

Разработка схемы дескремблера



Такт	I1	Y1	Z1/Z2	Y2	I2
0	1	1	0	1	1
1	1	1	0	1	1
2	1	1	0	1	1
3	1	1	0	1	1
4	1	1	0	1	1
5	1	1	0	1	1
6	1	1	0	1	1
7	1	1	0	1	1
8	1	1	0	1	1
9	1	0	1	0	1
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	0	1
12	1	0	1	0	1

Такт	I1	Y1	Z1/Z2	Y2	I2
13	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0
15	0	0	0	0	0
16	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0
18	1	1	0	1	1
19	0	1	1	1	0
20	1	1	0	1	1
21	0	1	1	1	0
22	1	1	0	1	1
23	0	1	1	1	0
24	0	1	1	1	0
25	1	1	0	1	1

Такт	I1	Y1	Z1/Z2	Y2	I2
26	1	1	0	1	1
27	0	0	0	0	0
28	0	0	0	0	0
29	1	0	1	0	1
30	0	0	0	0	0

Разработка диаграмм работы схемы типового регенератора

Линейный цифровой сигнал (ЛЦС), проходя по линии связи, испытывает ослабление, подвергается воздействию различного вида помех и искажений, что приводит к деформациям формы и длительности импульсов, уменьшению их амплитуды и случайным временным сдвигам и задержкам сигнала.

С целью снижения межсимвольных искажений форма импульса ЛЦС имеет плавные передний и задний фронты, обеспечивающие минимум последствий переходных процессов, обусловленных ограничениями полосы частот линейного тракта.

Для устранения или уменьшения указанных деформаций ЛЦС в линейном тракте через определенные расстояния устанавливаются линейные регенераторы (ЛР), задача которых состоит в усилении сигналов, коррекции постоянных и переменных амплитудно-частотных искажений, восстановлении амплитуды, формы и длительности импульсов ЦЛС, а также временных соотношений между соседними символами.

Этот процесс называется регенерацией цифрового сигнала и позволяет очистить от помех и искажений сигнал, прошедший через участок линии связи - регенерационный участок (РУ) и восстановить его в такой форме, какую он имел на входе РУ.

Процесс регенерации ЛЦС, в широком смысле, состоит в опознавании переданных символов на фоне помех, восстановлении в соответствии с опознанными символами формы, амплитуды и временного положения импульсов и пробелов и передачи их на вход следующего РУ.

Опознавание символов ЛЦС осуществляется методом однократного отсчета, заключающегося в сравнении амплитуды регенерируемого сигнала с эталонным пороговым уровнем (порогом опознания) в момент опознания, априорно соответствующий наибольшей вероятности верного опознавания.

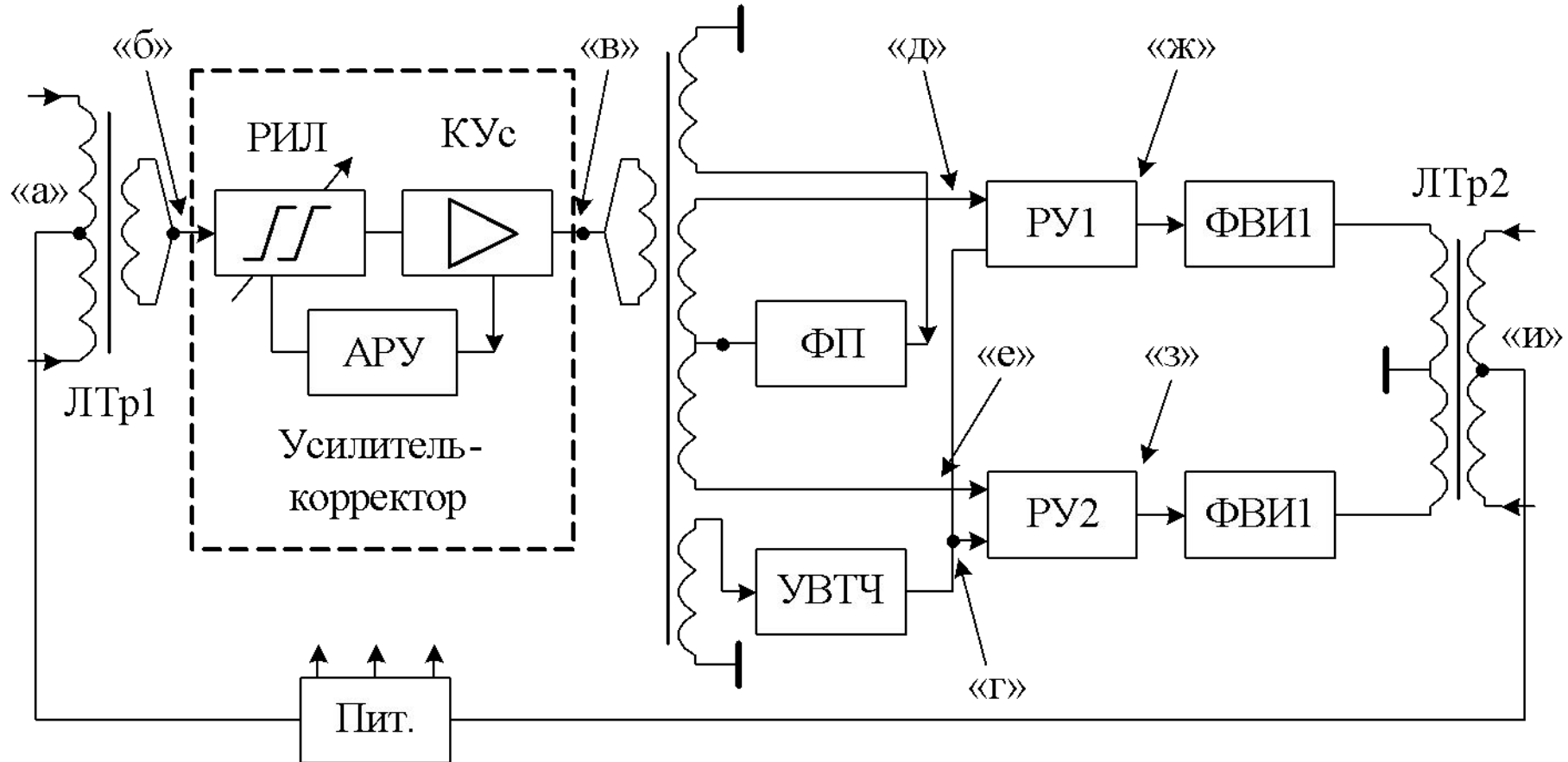
Если в момент опознавания уровень сигнала превышает порог опознавания, то принимается решение о том, что на вход регенератора поступил импульс (единица), если не превышает - пробел (нуль).

Число РУ в линейном тракте может достигать нескольких десятков (и даже сотен).

Отношение сигнал-помеха на выходе каждого ЛР практически одинаково, т. е. внешние аддитивные помехи и шумы (внутреннего и внешнего происхождения), не зависящие от сигнала, практически полностью подавляются в пределах одного РУ и вдоль всего линейного тракта ЦСП не накапливаются. В этом состоит основное отличие ЦСП от аналоговых систем передачи

Разработка диаграмм работы регенератора при условии отсутствия и наличия помех в канале связи

Основное применение получили регенераторы прямого действия с полным восстановлением временных соотношений.



РИЛ – регулируемая искусственная линия;
КУс – корректирующий усилитель;
АРУ – схема автоматической регулировки усиления

УВТЧ – устройство выделения тактовой частоты;
ФП – устройство формирования порога

$РУ_1$ и $РУ_2$ – решающие устройства каналов регенерации положительных и отрицательных символов ЛЦС соответственно

ФВИ - формирователь выходных импульсов

В процессе регенерации ЦЛС выполняются следующие основные операции:

- усиление регенерируемых импульсов и коррекция их формы (коррекция амплитудно-частотных искажений, обусловленных частотной характеристикой затухания регенерационного участка и ограничением полосы частот линейного цифрового тракта);
- сравнение значений амплитуд откорректированных импульсов с пороговым (эталонным) значением;
- стробирование откорректированных импульсов, в результате чего создаются такие условия, при которых импульсы на выходе регенератора формируются в строго определенные моменты времени;
- формирование новых импульсов с заданными параметрами и временными соотношениями.

На входе регенерационного участка, то есть на выходе предыдущего регенератора одна из реализаций цифрового сигнала имеет вид, показанный на рисунке «а»

После прохождения регенерационного участка на вход ЛР подается искаженный и задержанный на некоторое время ЛЦС, показанный на рисунке «б»

Через линейный трансформатор (ЛТр1) этот сигнал поступает на вход усилителя-корректора, в состав которого входят: регулируемая искусственная линия РИЛ, обеспечивающая коррекцию переменных амплитудно-частотных искажений, корректирующий усилитель КУс, предназначенный для компенсации затухания регенерационного участка и коррекции постоянных частотных искажений, схема автоматической регулировки усиления АРУ, необходимая для изменения параметров РИЛ в соответствии с изменениями затухания регенерационного участка.

Коррекция формы импульсов осуществляется для уменьшения влияния одних импульсных посылок на другие за счет концентрации энергии импульсов в тактовых интервалах T . Это позволяет уменьшить вероятность ошибочной регенерации символов

Вид сигнала, формируемого на выходе усилителя-корректора, показан на рисунке «в»

К выходу усилителя-корректора через трансформатор Тр подключено устройство выделения тактовой частоты УВТЧ, на выходе которого формируется последовательность коротких стробирующих импульсов

Эти импульсы фазируются относительно входных символов таким образом, что оказываются в середине тактовых интервалов, где амплитуда входных символов максимальна.

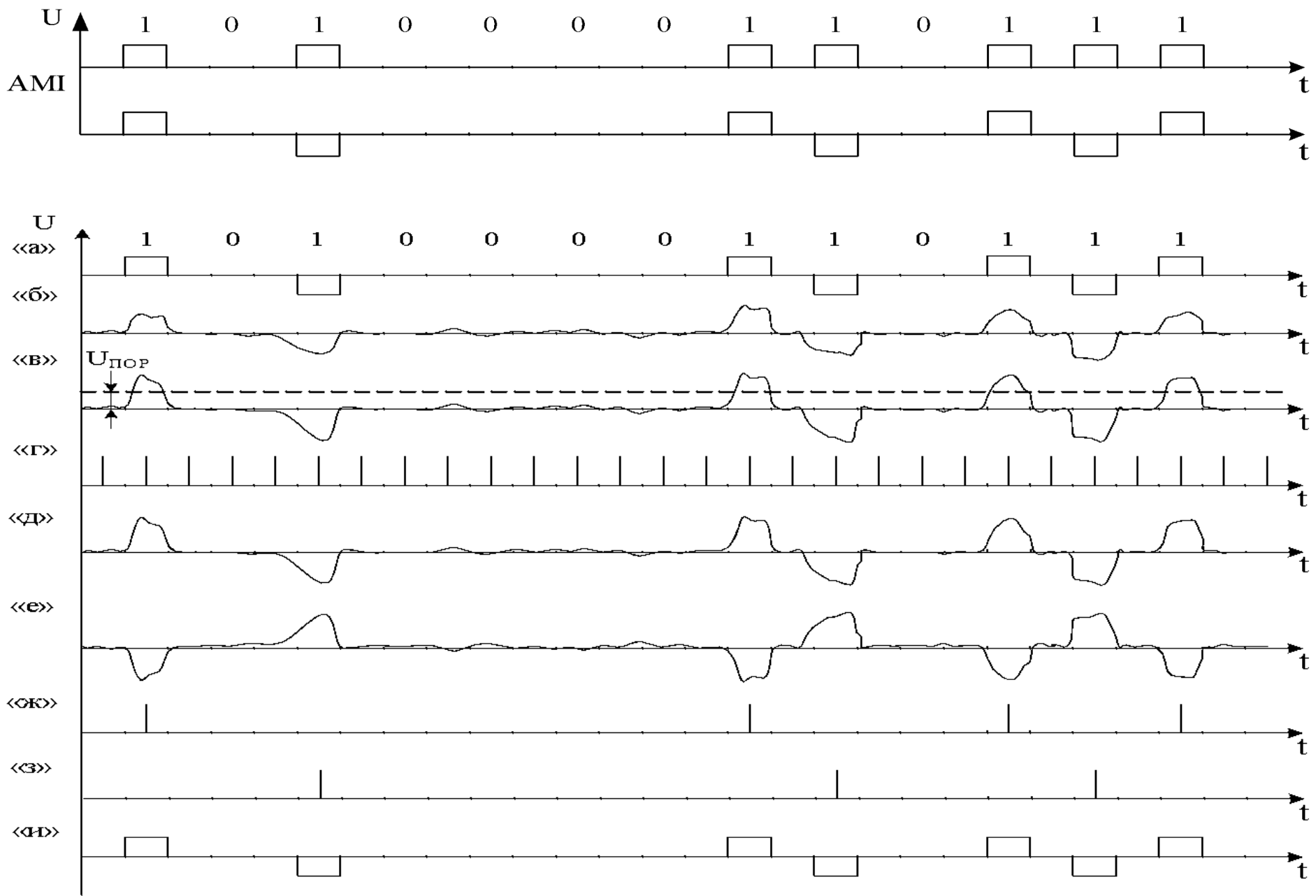
Стробирующие импульсы (рисунок «г») подаются на решающие устройства РУ1 и РУ2 каналов регенерации положительных и отрицательных символов ЛЦС соответственно

Кроме того, на РУ через Тр подаются скорректированные и усиленные импульсы, смещенные на величину порогового напряжения $U_{пор}$, вырабатываемого устройством формирования порога ФП (рисунки «д», «е»).

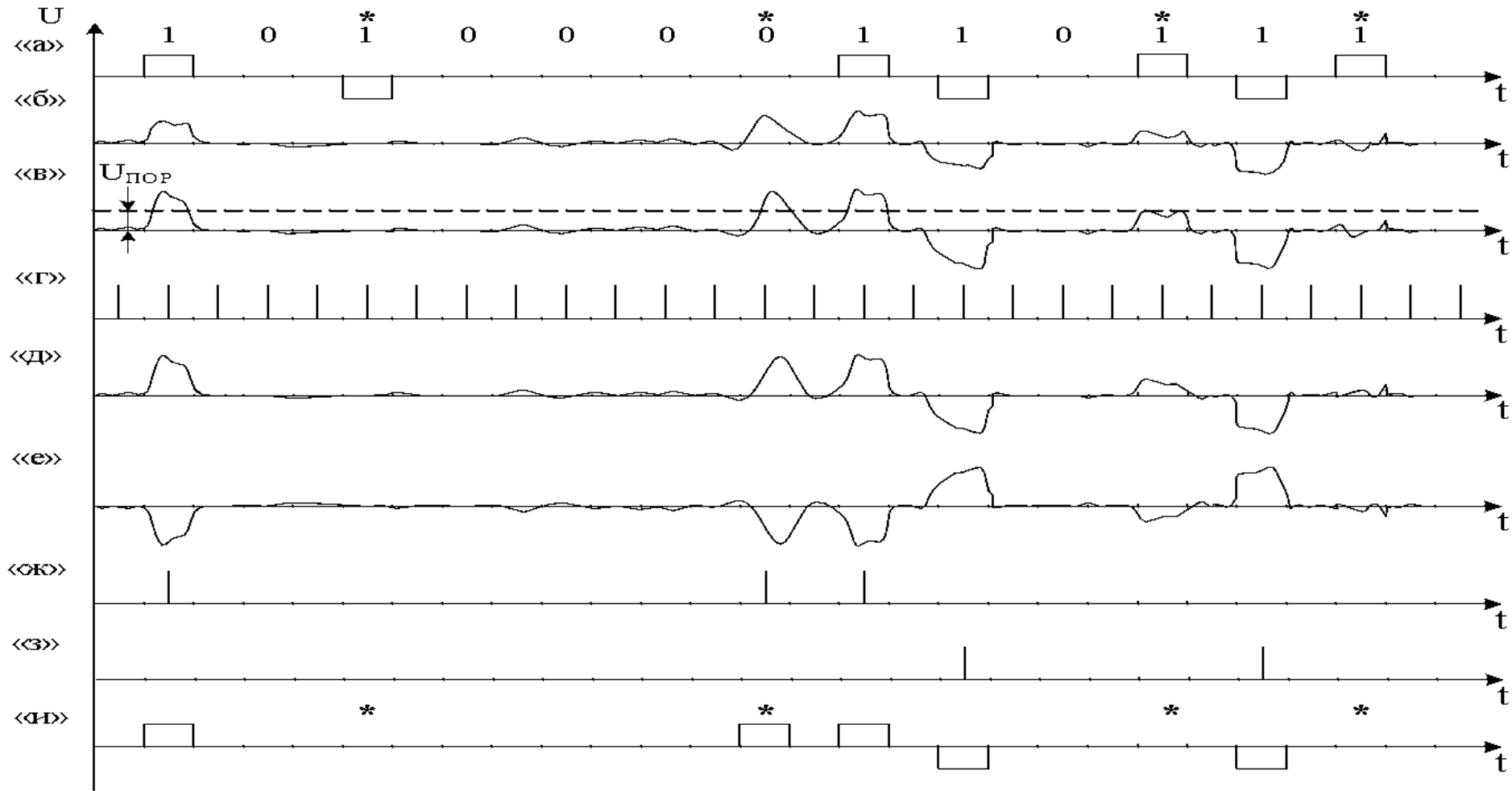
В РУ осуществляется стробирование в каждом такте поступающих символов.

Если в момент прихода на РУ стробирующего импульса разность между выходным сигналом усилителя-корректора и пороговым напряжением положительна, то на выходе РУ формируется импульс, поступающий на вход соответствующего формирователя выходных импульсов ФВИ (рисунки «ж», «з»).

В ФВИ при поступлении импульсов с выхода РУ формируются импульсы соответствующей формы, амплитуды и длительности, следующие с тактовой частотой (рисунок «и»)



Временные диаграммы работы линейного регенератора (с ошибками)



Как видно из принципа работы регенератора, ошибка при регенерации может иметь место, если величина помехи окажется больше (меньше) порогового напряжения $U_{\text{пор}}$. В качестве примера на рисунке показан процесс возникновения ошибок при передаче четырех из тринадцати символов (эти символы помечены *).