

1. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ИСТОЧНИКОВ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

При анализе режимов работы аналоговых и импульсных электронных устройств, когда на входе цепи действуют одновременно постоянная и переменная составляющие тока, пользуются **методом наложения** для нелинейных цепей. В этом случае сначала ведут расчет цепи с учетом только источников постоянного тока, определяя режим работы устройства на постоянном токе. На практике постоянные составляющие электрического сигнала усилителя, как правило, называют напряжением и током покоя и обозначают соответственно U_p и I_p . Затем приводят характеристики к нулевым значениям напряжения и тока покоя и уже для этих характеристик (без учета постоянных составляющих тока) рассчитывают режим работы устройства на переменном токе.

При расчете нелинейных цепей, содержащих управляемые нелинейные элементы, также широко применяют **метод кусочно-линейной аппроксимации**.

Расчет нелинейных цепей, содержащих в качестве нелинейного элемента транзистор, значительно упрощается, если применить метод кусочно-линейной аппроксимации его статических характеристик, бери небольшие приращения напряжений и соответствующих им токов, в пределах которых зависимость между указанными параметрами можно считать линейной. В этом случае, как отмечалось в гл. 2, транзистор как четырехполюсник описывается системой линейных уравнений, отображающих малосигнальную схему его замещения в h (для низкочастотных транзисторов) или в y (для высокочастотных транзисторов) параметрах. Воспользуемся малосигнальной схемой замещения транзистора, приведенной на рис. 2.13.6.

Подключая на выход транзистора нагрузочное устройство с сопротивлением Z_n а на его вход — источник гармонического сигнала E_c (на рис. 4.16 показаны штриховыми линиями), получают линейную цепь, представляющую усилительный каскад.

По второму закону Кирхгофа для первого контура

$$-h_{12}\dot{U}_{КЭ} = \dot{I}_B h_{11} - \dot{U}_{БЭ}$$

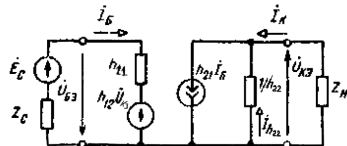


Рис. 4.16. Схема замещения транзистора

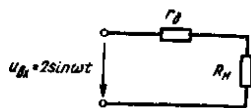


Рис. 4.17. Схема замещения цепи для переменных составляющих тока

Величина h_{12} у современных транзисторов настолько мала, что при расчетах электронных схем ею, как правило, пренебрегают:

$$\dot{E}_c = \dot{U}_{БЭ} + \dot{I}_B \underline{Z}_c. \quad (4.7)$$

По первому закону Кирхгофа для второго контура

$$h_{21}\dot{I}_B = \dot{I}_c + \dot{I}_{nн}. \quad (4.8)$$

С учетом того, что напряжение, приложенное к линейным элементам Z_n и $1/h_{22}$, соответственно равно

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{КЭ} &= \dot{I}_c \underline{Z}_n; \\ \dot{U}_{КЭ} &= \dot{I}_{nн} (1/h_{22}). \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

определяют

$$\dot{I}_{nн} = h_{22}\dot{U}_{КЭ} = h_{22}\underline{Z}_n\dot{I}_c. \quad (4.10)$$

Подставляя (4.10) в (4.8), получают

$$h_{21}\dot{I}_B = \dot{I}_c + h_{22}\underline{Z}_n\dot{I}_c. \quad (4.11)$$

Комплексный коэффициент усиления по току K_i находят после несложных преобразований из (4.11):

$$\underline{K} = \dot{I}_c / \dot{I}_B = h_{21} / (1 + h_{22}\underline{Z}_n). \quad (4.12)$$

Аналогично, используя уравнения (4.6)–(4.11), можно рассчитать и другие характеристики нелинейной цепи, приводимые в последующих разделах при анализе усилительных устройств.

Таким образом, с помощью анализа цепи, содержащей нелинейные управляемые элементы, можно достаточно быстро и просто оценить возможности этой цепи, корректируя в случае необходимости ее параметры.

2. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратная связь — это структурный прием, который заключается в передаче сигнала с выхода некоторого электронного узла на вход. Передача сигнала осуществляется конкретной электрической связью.

Все виды обратной связи сильно изменяют свойства усилительного устройства, поэтому они широко используются для направленного изменения его параметров.

В общем случае сигнал обратной связи может либо суммироваться с входным, либо вычитаться из входного сигнала усилителя. В зависимости от этого соответственно различают положительную и отрицательную обратные связи.

Получим значение коэффициента усиления для обоих этих случаев. Обратная связь называется положительной, если фаза входного сигнала усилителя и сигнала обратной связи совпадают. В этом случае для обобщенной структурной схемы усилителя с обратной связью, приведенной на рис. 5.21, можно записать:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= K_{\text{УО}} u_{\text{вх сум}}; \\ u_{\text{вх сум}} &= u_{\text{вх0}} + b_{\text{ОС}} u_{\text{вых}}, \end{aligned}$$

где $b_{\text{ОС}}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

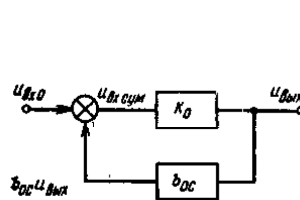


Рис. 5.21. Обобщенная структурная схема усилительного устройства с цепью обратной связи

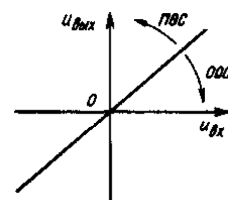


Рис. 5.22. Изменение передаточной характеристики усилительного устройства при введении различных цепей обратной связи

Отсюда

$$K_{\text{У ПОС}} = u_{\text{вых}} / u_{\text{вх0}} = K_{\text{УО}} / (1 - b_{\text{ОС}} K_{\text{УО}}). \quad (5.19)$$

Полученное выражение показывает, что введение в усилитель положительной обратной связи увеличивает коэффициент усиления. Физически это означает увеличение наклона передаточной характеристики усилителя (рис. 5.22).

Обратная связь называется отрицательной, если фазы входного сигнала усилителя и сигнала обратной связи отличаются на угол π . В этом случае для обобщенной структурной схемы усилителя с обратной связью (см. рис. 5.21), можно записать:

$$u_{\text{вх сум}} = u_{\text{вх0}} - b_{\text{ОС}} u_{\text{вых}}.$$

Тогда

$$K_{\text{У ООС}} = u_{\text{вых}} / u_{\text{вх0}} = K_{\text{УО}} / (1 + b_{\text{ОС}} K_{\text{УО}}). \quad (5.20)$$

Введение отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент усиления усилителя. Это проявляется в уменьшении наклона его передаточной характеристики. Следовательно, введение любой обратной связи приводит к вращению его передаточной характеристики относительно начала координат (см. рис. 5.22).

Следует отметить, что если цепь обратной связи охватывает весь усилитель, ее принято называть общей обратной связью. В противном случае, т. е. если обратная связь охватывает только часть усилителя, ее называют местной.

По способу получения сигнала обратной связи принято различать обратную связь по напряжению и по току. Для получения обратной связи по напряжению сигнал обратной связи должен быть пропорционален выходному напряжению усилителя (рис. 5.23, а).

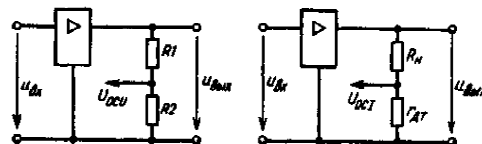


Рис. 5.23. Способы получения сигнала ОС
а — по напряжению; б — по току

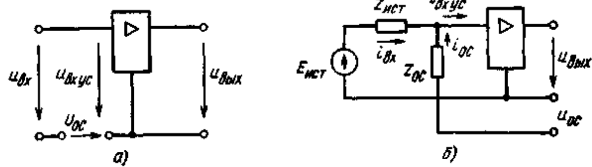


Рис. 5.24. Способы введения сигнала обратной связи во входную цепь усилительного устройства:
а — последовательная, б — параллельная

Для получения обратной связи по току, сигнал обратной связи снимают с дополнительного измерительного элемента (датчика тока $I_{дт}$), включенного последовательно с нагрузкой (рис. 5.23, б).

По способу введения сигнала можно выделить последовательную и параллельную обратные связи.

Для получения последовательной обратной связи сигнал с выхода усилителя вводится последовательно с источником входного напряжения (рис. 5.24, а). В этом случае на входе усилителя выполняется алгебраическое суммирование напряжений

$$U_{вх\text{ ус}} = U_{вх} + U_{ос}.$$

Для получения параллельной обратной связи сигнал с выхода усилителя вводится параллельно источнику входного напряжения (рис. 5.24, б). В этом случае на входе усилителя происходит алгебраическое суммирование токов

$$I_{вх\text{ ус}} = I_{вх} + I_{ос}.$$

Конкретный знак входных сигналов усилителя зависит от того, какая (положительная или отрицательная) обратная связь вводится в устройство. Возможны комбинированные способы как снятия, так и введения сигнала обратной связи. Однако из-за противоположного действия на свойства усилительного устройства такие способы на практике используются весьма редко.

В соответствии со сказанным, можно выделить четыре основных типа цепей обратной связи:

- последовательная обратная связь по выходному напряжению;
- последовательная обратная связь по выходному току;
- параллельная обратная связь по выходному напряжению;
- параллельная обратная связь по выходному току.

Каждый из указанных типов может осуществляться как положительную, так и отрицательную обратные связи.

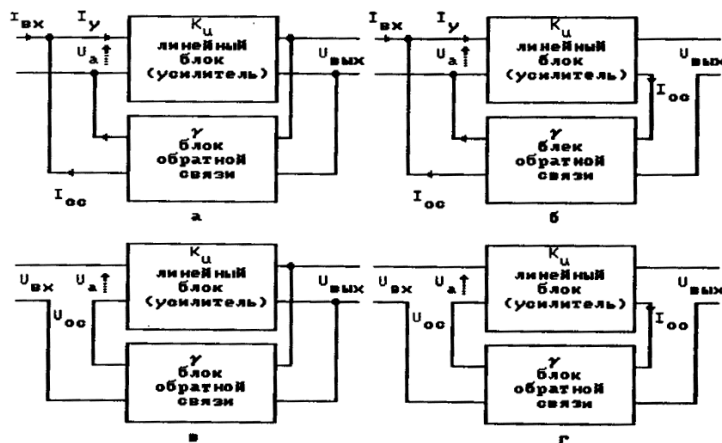


рис. 2.8. Различные виды обратных связей.
а) параллельная ОС по напряжению,
б) последовательная ОС по напряжению,
в) параллельная ОС по току,
г) последовательная ОС по току.

Параллельная обратная связь по напряжению

На рис. 2.9 приведена эквивалентная схема линейного усилителя с рассматриваемой ОС. Сумматор на входе отсутствует, поскольку суммирование токов на входе осуществляется в соответствии с законом Кирхгофа для узла цепи.

Коэффициент передачи по напряжению.

Для рассматриваемой схемы с ОС в точке а из закона Кирхгофа для узла $I_{вх} = I_{ос} + I_y$,

$$\begin{cases} (U_{вх} - U_a) / R_1 = (U_a - U_{ос}^{oc}) g^{oc} + U_a / R_{вх} \\ U_a = - \frac{U_{вх} (R_{вх} + R_n)}{k_u R_n} \end{cases}$$

где g^{oc} — проводимость цепи обратной связи. После подстановок и преобразования получим:

$$K_n = - \frac{1 / R_1 g^{oc}}{1 + \frac{R_{вх} + R_n}{k_u R_n} \left(1 + \frac{1}{R_1 g^{oc}} + \frac{1}{R_{вх} g^{oc}} \right)},$$

если $R_n \gg R_{вх}$, и $R_{вх} \gg 1 / g^{oc}$,

$$K_n = - \frac{1 / R_1 g^{oc}}{1 + \frac{1}{k_u} \left(1 + \frac{1}{R_1 g^{oc}} \right)}.$$

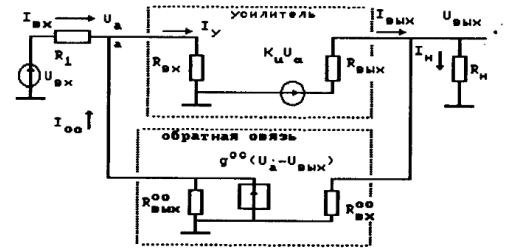


рис. 2.9. Обобщенная эквивалентная схема параллельной ОС по напряжению (суммирование токов на входе).

Коэффициент передачи по цепи ОС.

Для определения рассматриваемого коэффициента условно разорвем цепь обратной связи (рис. 2.10). Напряжения на входе цепи ОС обозначим $U_{вх}^*$. Коэффициентом передачи по цепи ОС (в технической литературе встречается еще термины "возвратное отношение", "глубина ОС") будем называть

$$\Gamma = \frac{U_{вх}^*}{U_{вх}^*} \Big|_{I_{вх}=0}$$

$$\text{Если } I_{вх} = 0 \quad U_{вх} = -k_u U_a \frac{R_n}{R_n + R_{вх}}.$$

Но $U_a = g^{oc} U_{вх}^* R_1 / R_{вх}$. Отсюда, после подстановок

$$\Gamma = -k_u \frac{R_n}{R_n + R_{вх}} (R_1 / R_{вх}) g^{oc}.$$

$$\text{При } R_n \gg R_{вх}, \text{ и } R_{вх} \gg 1 / g^{oc}, \quad \Gamma = -k_u R_1 g^{oc} = -k_u \gamma.$$

Знак коэффициента передачи цепи ОС показывает, что она отрицательна.

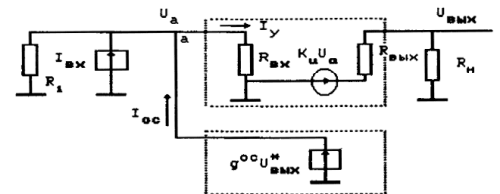


рис. 2.10. Вариант эквивалентной схемы по рис. 2.9 при определении глубины ОС.

Величины коэффициента передачи по напряжению, а также входного и выходного импедансов рассмотрим на примере схемы, конкретизирующей величину g^{oc} (рис. 2.11).

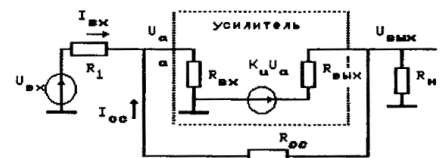


рис. 2.11. Усилитель с резистивной отрицательной параллельной ОС по напряжению.

Коэффициент передачи по напряжению при

$$g_{oc} = 1 / R_{oc}$$

равен

$$K_{\Pi} = - \frac{R_{oc} / R_1}{1 + \frac{R_{вх} + R_{\Pi}}{k_u R_{\Pi}}} \left(1 + \frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_{вх}} \right).$$

Если $k \gg 1$, что обычно бывает, $R_{\Pi} \gg R_{вх}$, и $R_{вх} \gg 1 / g_{oc}$

$$\Gamma = -k_u \frac{R_1}{R_{oc}}.$$

Входное сопротивление рассматриваемой схемы в точке а

$$R_{вх} = \frac{U_a}{I_{вх} + I_{oc}} = \frac{U_a}{\frac{U_a}{R_{вх}} + \frac{U_a(1+k_u)}{R_{oc}}} = R_{вх} \left\| \frac{R_{oc}}{1+k_u} \right\|.$$

Таким образом, действие рассматриваемой ОС приводит к уменьшению результирующего входного сопротивления в $(1+k_u)$ раз (эффект Миллера). Отметим еще одну важную особенность схем с обратными связями — уменьшение входного сопротивления приводит к уменьшению напряжения в точке а (при $U_{вх} = 10$ В, $k_u = 10^5$, $U_a = 100$ мкВ), а это в свою очередь означает, что при использовании во входной цепи источника напряжения и сопротивления R_1 во входной цепи, входной импеданс всей схемы в целом будет определяться только R_1 .

До сих пор мы говорили о входных и выходных сопротивлениях. При общем анализе схем было бы правильнее говорить о входных и выходных **импедансах** — полных (комплексных) сопротивлениях. Формально все приведенные выше соотношения остаются в силе при замене обозначений активного сопротивления на обозначение комплексного. $Z_{вх} = Z_{вх}^* / (1+k_u)$ ($Z_{вх}^*$ — входной импеданс схемы без ОС). Далее мы будем говорить об импедансах, учитывая возможность подобной формальной замены.

Выходной импеданс схемы с ОС. В схеме без ОС при введении нагрузки коэффициент усиления уменьшается

$$k_u^H = k_u \frac{R_{\Pi}}{R_{\Pi} + R_{вх}}.$$

Следовательно, уменьшается и коэффициент передачи блока охваченного ОС

$$K_{\Pi}^H = k_u \frac{R_{\Pi}}{R_{\Pi} + R_{вх}} \left/ \left(1 + k_u \frac{R_{\Pi}}{R_{\Pi} + R_{вх}} \right) \right.$$

или после несложных преобразований

$$K_{\Pi}^H = K_{\Pi} \frac{R_{\Pi}}{R_{\Pi} + R_{вх} / (1+k_u)}.$$

Теперь нетрудно увидеть, что выходной импеданс схемы, охваченной ОС, уменьшается в отношении

$$Z_{вх} = \frac{Z_{\Pi}}{1+\Gamma}.$$

3. Транзисторная Логика с Непосредственными Связями (ТЛНС)

Основная Идея ТЛНС заключается в

Суммировании (вычитании) проводимости (сопротивления) в вых. цепях полупроводниковых цифровых ключах в зависимости от двоичных кодов во входных цепях.

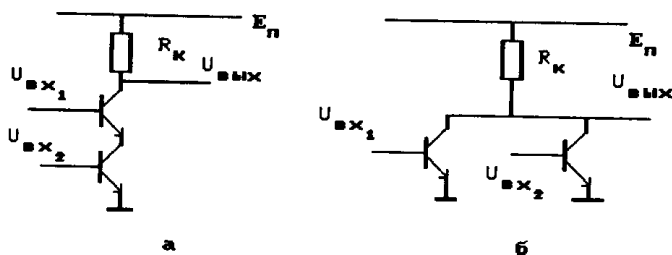


рис. 10.28. Транзисторная логика с непосредственными связями "И-НЕ" (а) и "ИЛИ-НЕ" (б).

Простейшие ТЛНС схемы

В ТЛНС выходное напряжение,

$$U_{вх} = \frac{E_{\Pi} R^*}{R_{\Pi} + R^*},$$

где

$$R^* = R_{кэ1}(U_{вх1}) + R_{кэ2}(U_{вх2}) + \dots + R_{кэi}(U_{вхi})$$

для схемы "И-НЕ" и

$$R^* = R_{кэ1}(U_{вх1}) \parallel R_{кэ2}(U_{вх2}) \parallel \dots \parallel R_{кэi}(U_{вхi}) =$$

$$g_{кэ1}(U_{вх1}) + g_{кэ2}(U_{вх2}) + \dots + g_{кэi}(U_{вхi}).$$

для схем "ИЛИ-НЕ".

Стат. характеристики

1. Вх. характеристика

-схема ИЛИ-НЕ входная характеристика совпадает с вх. характер. простейшего ключа

-схема И-НЕ. Напряжение отпирания (пороговое

$$U_{0j} = U_{бэj} + \sum_{j=1}^{j-1} U_{кэj}.$$

напряжение) транзистора

если все транзисторные цепочки расположены ближе к общему проводу, открыты и насыщены,

$$U_{0M} = U_{бэi} + \sum_{j=1}^{M-1} U_{кэnj}.$$

то , наклон входной

$$I_{вхi} = \frac{U_{вх}^{1i} - U_{0i}}{R_{вхi}},$$

$$\text{где } R_{вхi} = r_{бэi} + \sum_{j=1}^{j-1} r_{кэnj}.$$

характеристики

Следовательно И-НЕ имеет индивид. Вх.

Характеристику для каждого входа. Это минус, по скольку не обеспечивается постоянство схемного интерфейса по разным лог. Входам.

2. Передаточная характеристика

Здесь имеет смысл обратиться к названию рассматриваемого элементного базиса. Термин "непосредственная связь" в названии отражает факт отсутствия в цепи базы ТЛНС каких-либо токоограничительных элементов. Это обстоятельство существенным образом сказывается на виде передаточной характеристики. Действительно, высокий уровень выходного напряжения никогда не может быть больше $U_{бэ}$, что совпадает с величиной порогового напряжения. Следовательно, при представлении логических уровней напряжениями, величина статической помехоустойчивости равна нулю. Это обстоятельство, на первый взгляд, исключает возможность использования ТЛНС в качестве логических элементов, поскольку цифровая форма представления информации предусматривает всегда отличную от нуля статическую помехоустойчивость. Однако здесь мы впервые сталкиваемся с представлением логической информации уровнями тока. Ведь $I_{бкл} > I_{бн}$ (при $U_{вх} = U_{бэ}$) и (при $U_{вх} < U_{бэ}$). На рис. 10.29 приведены передаточные характеристики ТЛНС по напряжению и току.

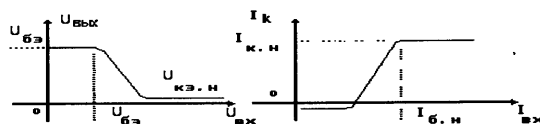
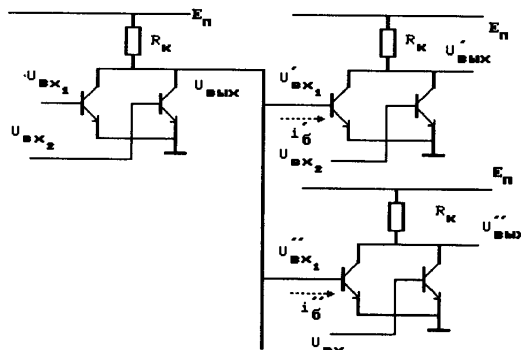


рис. 10.29. Передаточная характеристика ТЛНС. а) по напряжению, б) по току.

Каскадирование

Отдельно взятые логические элементы ТЛНС достаточно хорошо реализуют требуемые логические функции. Основные проблемы возникают при их каскадном включении на несколько нагрузок. (Напомним, что под термином "нагрузка" мы подразумеваем один вход аналогичного логического элемента). Рассмотрим рисунок 10.25. Здесь величина входного тока логического элемента нагрузки определяется видом вольт-амперной характеристики база-эмиттерного р-п перехода (рис. 10.29). Из рисунка видно, что при параллельно включенных р-п переходах на линии нагрузки установится напряжение $U_{бэ}$, определяемое транзистором с наиболее крутой ВАХ. Величины токов базы транзисторов нагрузки при этом будут отличаться в десятки раз. Это явление получило название "перехват тока".

Перехват тока приводит к существенно неравномерному распределению управляющих токов в нагрузке вплоть до отсутствия насыщения некоторых из них. Ситуация с неравномерным распределением тока усугубляется при использовании логических элементов "И-НЕ", у которых пороговые напряжения отличаются на величину $U_{кэn}$ (см. выше).



Быстродействие

В дальнейшем от них отказались из-за невысокого быстродействия, трудноразрешимых проблем с повышением степени интеграции.

ЭСЛ

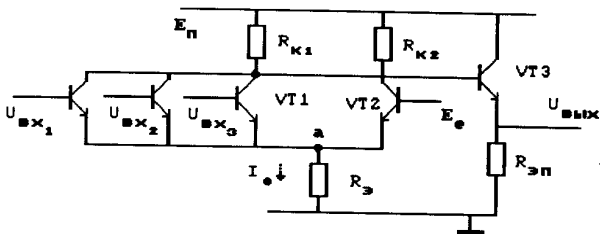
Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ) - семейство цифровых интегральных микросхем на основе дифференциальных транзисторных каскадов. ЭСЛ является самой **быстродействующей** из всех типов логики, построенной на биполярных транзисторах. Это объясняется тем, что транзисторы в ЭСЛ работают в линейном режиме, не переходя в режим насыщения, выход из которого замедлен. Низкие значения логических перепадов в ЭСЛ-логике способствуют снижению влияния на быстродействие паразитных ёмкостей.

Структура и Принцип Работы

Основная деталь ЭСЛ-логики — схема потенциального сравнения, собранная не на диодах (как в ДТЛ), а на транзисторах. Схема представляет собой транзисторы, соединённые эмиттерами и подключенные к корпусу (или питанию) через резистор. При этом транзистор у которого напряжение на базе выше пропускает через себя основной ток. Как правило один транзистор в схеме сравнения подключен к опорному уровню, равному напряжению логического порога, а остальные транзисторы являются входами. Выходные цепи схемы сравнения поступают на усилительные транзисторы, а с них — на выходные эмиттерные повторители.

Особенностью ЭСЛ является повышенная скорость (150 МГц уже в первых образцах 60-х годов и 0,5-2 ГГц в 70-80хх) и энергопотребление по сравнению с ТТЛ и КМОП (на низких частотах, на высоких — примерно равное), низкая помехоустойчивость, низкая степень интеграции (ограниченная, в частности, большой потребляемой мощностью каждого элемента, что не позволяет разместить в одном корпусе много элементов, так как это приведёт к перегреву) и как следствие — высокая стоимость.

ЭСЛ реализована на основе переключателей тока, следовательно статические и динамические характеристики у ЭСЛ как у переключателей тока.



В ЭСЛ перехват тока в нагрузке не возникает по 2 причинам
1) Пороговое напряжение ЛЭ задается внешним источником напряжения, устанавливаемым достаточно точным.
2) Вх. Сопротивление рассматриваемых схем существенно выше чем схем насыщенных ключей.

Характеристики

Выходное напряжение ЭСЛ (символ * означает, что это может быть либо логический ноль, либо логическая единица) $U_{\text{вых}}^* = E_{\text{п}}(1 + \delta_E) - I^* R - U_{\text{бэ}}$ (δ_E - погрешность напряжения питания) или при $I \approx I_3$

$$U_{\text{вых}}^* = E_{\text{п}}(1 + \delta_E) - (E_0 - U_{\text{бэ}}) R / R_3 - U_{\text{бэ}}.$$

Если изменить место включения источника питания (поменять местами место подключения питания и общего провода, изменив, разумеется, полярность источника питания), то

$$U_{\text{вых}}^* = -I^* R - U_{\text{бэ}}$$

$$I_{\text{к}} \approx I_3 = [E_{\text{п}}(1 + \delta_E) - E_0 - U_{\text{бэ}}] / R_{\text{к}}$$

$$U_{\text{вых}}^* = [E_{\text{п}}(1 + \delta_E) - E_0 - U_{\text{бэ}}] R_{\text{к}} / R_3 - U_{\text{бэ}}.$$

Основные параметры микросхем ЭСЛ

Так как питание ИМС ЭСЛ производится от источника постоянного тока с отрицательным напряжением 5В, то выходное напряжение микросхем имеет отрицательную полярность. В качестве логического нуля $U_{0\text{вых}}$ и логической единицы $U_{1\text{вых}}$ выбирают соответственно низкий и высокий отрицательные уровни выходного напряжения. Кроме того, важными параметрами являются максимальный входной ток $I_{0\text{вх}}$, $I_{1\text{вх}}$ в состоянии логического нуля и логической единицы соответственно, а также средняя потребляемая мощность $P_{\text{пот.ср.}}$ и быстродействие (максимальное время задержки переключения). При этом

$$P_{\text{макс}} = (E_{\text{п}} - E_0)^2 / R_{\text{Эп}}.$$