

ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ
СО АН СССР

Н.И.Зиневич, С.Д.Полевин

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ
УСИЛИТЕЛЬ

ПРЕПРИНТ 81 - 104



Новосибирск

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Н. И. Зиневич, С. Д. Полевин

А Н Н О Т А Ц И Я

В работе приводится описание широкополосного усилителя с низким коэффициентом шума. В качестве основной усилительной ячейки применен каскад Раша. Усилитель прост в настройке и обладает хорошей повторяемостью параметров. Основные характеристики: полоса передаваемых частот - $0,5 + 600$ МГц, коэффициент шума - 2,5 дБ, коэффициент усиления - 35 дБ.

Введение

Одним из эффективных способов борьбы с неустойчивыми когерентными колебаниями пучка в накопителях заряженных частиц является применение отрицательных обратных связей (ООС). Обычно такая система состоит из датчика колебаний пучка, предварительного усилителя, усилителя мощности и управляющего устройства, воздействующего на пучок. Максимально возможные декременты, вносимые в колебания частиц цепью обратной связи, определяются при этом шумами электроники цепи ООС. Это условие задает ограничение на коэффициент шума предварительного усилителя.

Довольно успешно широкополосные обратные связи используются для охлаждения пучков тяжелых частиц в накопителях [4]. Здесь одним из факторов, ограничивающих скорость охлаждения, является также тепловой шум электроники цепи ООС.

Полоса рабочих частот в обоих случаях составляет сотни килогерц + сотни мегагерц.

Следует отметить, что применение широкополосных малоп шумящих усилителей не ограничивается, конечно, лишь указанной областью.

Использование в этих целях отечественных широкополосных усилителей наталкивается на определенные трудности. Во-первых, все они имеют достаточно большой коэффициент шума (6-8 дБ). Во-вторых, потребность в больших количествах таких усилителей не всегда удовлетворяется промышленностью, а сложность настройки затрудняет воспроизведение их в местных условиях.

Ниже описывается широкополосный усилитель с низким коэффициентом шума. В первой части обсуждается вариант промежуточной широкополосной усилительной ячейки, во второй - рассматривается малоп шумящий входной каскад. В третьей части приводится конкретная схема усилителя, его параметры.

I. Широкополосная ячейка промежуточного усиления сигнала

Известно, что современные транзисторы массового выпуска имеют граничные частоты 3 ГГц и более. Метод их включения определяет, насколько полно реализуются их усилительные свойства в широкой полосе частот.

Широко известные каскадная схема и транзисторная "двойка" [1] имеют, как схемы с отрицательными обратными связями, высокую равномерность амплитудной частотной характеристики (АЧХ) в рабочей полосе частот, просты в настройке и изготовлении. Но так как они, являясь усилителями напряжения, имеют большие величины импедансов, влияние емкостей коллекторных переходов и паразитных емкостей монтажа значительно сужает рабочую полосу частот.

В этом отношении каскад, предложенный американским инженером Джильбертом в 1969 году [2], производя усиление тока при низких величинах импедансов схемы, практически максимально реализует площадь усиления используемых транзисторов. Он удобен для согласования с последующим аналогичным каскадом. Но при этом, из-за влияния паразитных индуктивностей схемы сложно получить высокую равномерность АЧХ усилителя при достаточно больших коэффициентах усиления. Кроме того, для обеспечения линейности коэффициента передачи каскада необходимо подбирать транзисторы с одинаковыми площадями эмиттеров.

В схеме, предложенной американцем Рашем [1], все выше перечисленные недостатки присутствуют в меньшей степени. Она представлена на рис. 1.

В случае, когда импеданс нагрузки много меньше выходного импеданса каскада, схема Раша является усилителем тока.

Отрицательная обратная связь по току уменьшает влияние паразитных индуктивностей схемы на АЧХ усилителя, обеспечивает постоянство коэффициента усиления в широкой полосе частот, низкое входное и высокое выходное сопротивление.

При последовательном соединении таких усилительных ячеек предыдущий каскад с высоким выходным сопротивлением является генератором тока для последующего аналогичного каскада, имеющего низкое входное сопротивление (относительно выходного).

На рис. 2 представлена упрощенная эквивалентная схема замещения каскада Раша. Поскольку величины импедансов схемы могут быть снижены до уровня, когда емкости коллекторных переходов перестанут оказывать влияние на частотную характеристику и предельную частоту каскада, в эквивалентной схеме они не учтены.

Решая систему уравнений Кирхгофа для такой эквивалентной схемы, легко получить выражение для коэффициента усиления тока

каскада Раша:

$$K_I = \frac{R_{oc} + R_k}{R_k + \frac{R_{oc} + R_{bx1}}{\alpha_1 \beta_2}}, \quad (1)$$

где $R_{bx1} \approx \Gamma_{\Sigma} + \Gamma_{\delta} / \beta_1$ - входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой, $\alpha_{1,2}$, $\beta_{1,2}$ - коэффициенты передачи, соответственно, эмиттерного и базового токов транзисторов.

Учитывая, что $\alpha_{1,2} = \frac{\alpha_{01,02}}{1 + i\omega T_{d1,2}}$, здесь $T_{d1,2}$ - постоянные времени коэффициентов передачи эмиттерных токов транзисторов на высокой частоте; и $R_{oc} \gg |R_{bx1}|$, можно вычислить частотную зависимость коэффициента передачи схемы:

$$K_I(\omega) = \frac{R_{oc} + R_k}{R_k + R_{oc} / \alpha_{01} \beta_{02}} \cdot \frac{1}{1 + i\omega T_x - \omega^2 T_{\Sigma} T_{\beta 2} / (T_{\Sigma 1} + T_{\beta 2})} \quad (2)$$

где введено обозначение $T_x = (T_{\Sigma 1} + T_{\beta 2}) \cdot R_{oc} / (\alpha_{01} \beta_{02} R_k + R_{oc})$. Для исследования системы на устойчивость запишем характеристическое уравнение для коэффициента передачи (2) каскада (предварительно заменив $i\omega \equiv S$):

$$1 + S T_x + S^2 T_x T_{\Sigma 1} T_{\beta 2} / (T_{\Sigma 1} + T_{\beta 2}) = 0. \quad (3)$$

Оно имеет корни:

$$S_{1,2} = -\frac{\omega_{12}}{2} \pm \sqrt{\frac{\omega_{12}^2}{4} - \omega_k^2}, \quad (4)$$

здесь $\omega_{12} = (T_{\beta 2} + T_{\Sigma 1}) / T_{\Sigma 1} T_{\beta 2}$, $\omega_k^2 = (1 + \frac{R_k}{R_{oc}} \beta_{02}) / T_{\Sigma 1} T_{\beta 2}$.

При $\omega_{12}^2 / 4 - \omega_k^2 < 0$ корни уравнения комплексные. В этом случае каскад находится на пороге устойчивого режима работы.

Когда $\omega_{12}^2 / 4 - \omega_k^2 > 0$, корни действительные и отрицательные, что соответствует устойчивому режиму работы. После простых преобразований последнее условие можно записать в виде:

$$\frac{1}{T_{\Sigma 1}} + \frac{1}{T_{\beta 2}} > 4 \frac{\beta_{02} R_k / R_{oc}}{T_{\Sigma 1} + T_{\beta 2}} \quad (5)$$

При $\tau_{p2} \gg \tau_{u1}$ выражение (5) упрощается:

$$\frac{1}{\tau_{u1}} > 4 \frac{R_k}{R_{oc} \tau_{u2}}$$

Другими словами, для устойчивой работы каскада необходимо, чтобы влияние первого транзистора не сказывалось на вращение фазы сигнала до тех пор, пока коэффициент передачи по цепи обратной связи не станет меньше единицы.

Для интересующего нас случая, когда $\tau_{p2} \gg \tau_{u2} \gg \tau_{u1}$ и $R_{oc} \ll \beta_{02} R_k$, выражение для коэффициента усиления упрощается:

$$K_2(\omega) = \frac{R_{oc} + R_k}{R_k} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{u2}}$$

Частота среза коэффициента усиления:

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi\tau_{u2}} \approx \frac{R_k}{2\pi\tau_{u2} R_{oc}}$$

Это означает, что каскад Раша полностью реализует площадь усиления второго транзистора.

Аналогичным путем можно получить выражение для входного и выходного сопротивлений:

$$R_{bx} = R_{bx01} \frac{R_{oc}}{R_k \beta_{01} + R_{oc}} \frac{(1 + i\omega\tau_{p1})(1 + i\omega\tau_{p2})}{1 + i\omega\tau_{oc}}, \quad (6)$$

где $\tau_{p1} = \tau_{u1} \Gamma_{\delta 1} / R_{bx01}$, $R_{bx01} = \Gamma_{\delta 1} + \Gamma_{\delta 1} / \beta_{01}$,

$$R_{bx} = \frac{R}{\beta_{01} \beta_{02}} \frac{R_k \beta_{01} \beta_{02} + R_{oc}}{R_{oc}} + \Gamma_{\delta 2} + \frac{R + \Gamma_{\delta 2}}{\beta_{02}} (1 + i\omega\tau_{p2}). \quad (7)$$

Для рабочего диапазона частот, где $\omega\tau_{p1} < 1$, $\omega\tau_{p2} < 1$ и $\omega\tau_{oc} > 1$, выражения для входного и выходного сопротивлений можно записать в более простом виде:

$$R_{bx} \approx R_{bx01} \frac{R_{oc}}{R_k \beta_{02} + R_{oc}} \cdot i\omega\tau_{oc} \quad (8)$$

На низких частотах входное сопротивление каскада меньше примерно в $R_k \beta_{02} / R_{oc}$ раз, далее растет линейно с частотой.

$$R_{bx} = \frac{R}{\beta_{02}} \frac{R_k \beta_{02} + R_{oc}}{R_{oc}} + \Gamma_{\delta 2} \quad (9)$$

До частот порядка $R_k / R_{oc} \tau_{u2}$ выходное сопротивление схемы Раша активно и больше выходного сопротивления на низкой частоте

транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, примерно в $R_k \beta_{02} / R_{oc}$ раз.

Из (8) и (9) видно, что R всегда можно выбрать таким, чтобы в рабочем диапазоне частот $|R_{bx}| \gg |R_k|$.

2. Малошумящий входной каскад

Для получения достаточно низкого коэффициента шума усилителя важно выполнение следующих положений. Во-первых, должно быть обеспечено согласование по шумам на входе при условии $R_{zn} \approx 50 \text{ Ом}$, где R_{zn} — сопротивление генератора, при котором усилитель имеет минимальный коэффициент шума. Во-вторых, постоянство входного сопротивления усилителя во всей рабочей полосе частот должно обеспечиваться не включением активных шумящих элементов на вход схемы, а за счет использования свойств самого транзистора.

Схема с отрицательной обратной связью, представленная на рис.3 в основном обеспечивает выполнение этих пунктов.

Упрощенная эквивалентная схема замещения каскада для вычисления коэффициента усиления и входного сопротивления показана на рис.4.

Здесь учтено, что R_k выбрано достаточно малым для пренебрежения влиянием C_k на частотные характеристики каскада.

Выражение для коэффициента усиления по напряжению имеет вид:

$$K_u = K_{u0} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{oc}}, \quad (10)$$

где $K_{u0} = 1 / \left(\frac{R_z}{R_k + R_{oc}} + \frac{\Gamma_{\delta} + \Gamma_{\delta} / \beta_0}{R_k} \right)$, $\tau_{oc} = \frac{R_{oc} + R_k}{R_k + \Gamma_{\delta} + \Gamma_{\delta} / \beta_0} \cdot \tau_{u2}$.

Частота среза коэффициента передачи по напряжению каскада:

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi\tau_{oc}} = \frac{R_k + \Gamma_{\delta} + \Gamma_{\delta} / \beta_0}{R_{oc} + R_k}$$

Входное сопротивление

$$R_{bx} = \left(\Gamma_{\delta} / \beta_0 + \Gamma_{\delta} \right) \frac{R_{oc} + R_k}{\Gamma_{\delta} / \beta_0 + \Gamma_{\delta} + R_k} \frac{1}{1 + i\omega\tau_{oc}} \quad (11)$$

Для рабочего диапазона частот, где $\omega\tau_x < 1$, при $\Gamma_\delta \ll \Gamma_\beta \beta_0$

$$R_{bx} \approx \Gamma_\beta \frac{R_{oc} + R_k}{R_k + \Gamma_\beta}$$

Таким образом, в рабочей полосе усилителя входное сопротивление носит активный характер.

Чтобы скомпенсировать емкостной характер входного сопротивления для частот $\sim 1/2\pi\tau_x$, можно ввести индуктивную коррекцию в цепь обратной связи: $Z_{oc} = R_{oc} + i\omega L_{oc}$, тогда

$$R_{bx} = \Gamma_\beta \frac{R_{oc} + R_k}{R_k + \Gamma_\beta} \frac{1 + i\omega L_{oc}/(R_{oc} + R_k)}{1 + i\omega\tau_x - \omega^2 L_{oc}\tau_x/(R_k + \Gamma_\beta)} \quad (I2)$$

При $\omega L_{oc} < R_{oc} + R_k$

$$R_{bx} \approx \Gamma_\beta \frac{R_{oc} + R_k}{R_k + \Gamma_\beta} \frac{1 + i\omega L_{oc}/(R_{oc} + R_k)}{1 + i\omega\tau_x}$$

Для вычисления коэффициента шума /каскада использовалась шумовая эквивалентная схема, представленная на рис.5, где введены обозначения:

$$I_{ш\beta}^2 = 2KT \frac{\Delta f}{\Gamma_\beta} - \text{среднеквадратичное значение тока дробовых шумов транзистора,}$$

$$I_{шk}^2 = 2KT \frac{\Delta f}{\beta\Gamma_\beta} - \text{среднеквадратичное значение тока шумов токораспределения,}$$

$$U_{ш\delta}^2 = 4KT\Gamma_\delta \Delta f - \text{средний квадрат напряжения тепловых шумов сопротивления базы транзистора,}$$

$$U_{шR_2}^2 = 4KTR_2 \Delta f - \text{средний квадрат напряжения тепловых шумов } R_2$$

$$U_{шR_{oc}}^2 = 4KT R_{oc} \Delta f - \text{среднеквадратичное значение напряжения тепловых шумов } R_{oc}.$$

Эквивалентная схема не учитывает фликкер-шумов транзистора (они дают существенный вклад в коэффициент шума лишь на частотах, лежащих ниже рабочей полосы усилителя) и шумов обратного тока коллектора. Для напряжений коллектора меньше 10 в шумов обратного тока коллектора составляют добавку к коэффициенту шума порядка 1% [3].

Коэффициент шума схемы

$$N = 1 + \frac{\Gamma_\delta}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_{oc} + R_k}\right)^2 + \frac{\Gamma_\beta}{2R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_{oc} + R_k}\right)^2 + \frac{1}{2\beta_0\Gamma_\beta R_2} \left[R_2 \frac{R_{oc}}{R_{oc} + R_k} + \Gamma_\delta \left(1 + \frac{R_2}{R_{oc} + R_k}\right) \right]^2 + \frac{R_2}{R_{oc}} \quad (I3)$$

При условии $R_{oc} \gg R_k, R_2$ это выражение переходит в классическое выражение для коэффициента шума транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, базой:

$$N = 1 + \frac{\Gamma_\delta}{R_2} + \frac{\Gamma_\beta}{2R_2} + \frac{(R_2 + \Gamma_\delta)^2}{2\beta_0\Gamma_\beta R_2}$$

Второй, третий и четвертый члены выражения (I3) описывают, соответственно, тепловой, дробовой шум и шум токораспределения транзистора. Последний член отвечает за тепловые шумы R_{oc} .

При вычислении коэффициента шума предполагалось, что интенсивность шумов не зависит от частоты во всем рабочем диапазоне частот. Это предположение основано на том, что верхняя частота удвоения коэффициента шума [3]

$$f_A = f_x \sqrt{\frac{2\Gamma_\beta}{R_2 + \Gamma_\delta} + \frac{1}{\beta_0}}$$

лежит выше рабочей полосы усилителя. Для КТЗ101А ($f_x \sim 4,5$ ГГц) при $\beta_0 = 100, \Gamma_\beta = 8$ Ом и $R_2 = 50$ Ом — $f_A \sim 2$ ГГц.

Оптимальное по шумам сопротивление генератора вычисляется из условия минимума выражения (I3), для $R_{oc} \gg R_k$:

$$R_{2n} \approx \sqrt{\frac{\Gamma_\delta^2/2\beta_0\Gamma_\beta + \Gamma_\delta + \Gamma_\beta/2}{1/2\beta_0\Gamma_\beta + 1/R_{oc}}}$$

При $R_{oc} = 400$ Ом, $R_k = 50$ Ом, $\Gamma_\delta = 6$ Ом, $\Gamma_\beta = 8$ Ом, $\beta_0 = 100$ — $R_{2n} = 60$ Ом.

Для $R_2 \sim R_{2n}$ теоретический минимальный коэффициент шума схемы $N_{min} \sim 2$ дБ.

3. Малошумящий широкополосный усилитель

Практическая схема усилителя приведена на рис.6. В ней после входного малошумящего каскада включены два каскада Раша.

В каждом каскаде Раша параллельно сопротивлению обратной связи стоит корректирующая емкость, она компенсирует действие

паразитной емкости коллектора второго транзистора каскада, тем самым выравнивая частотную характеристику коэффициента передачи, и выбирается из условия $R_{\kappa C_{\kappa}} \sim R_{\kappa C_{\kappa \text{пор}}}$.

Для согласования выходного импеданса транзистора Т7 с пятидесятиомной нагрузкой на выходе схемы введена корректирующая LC-цепь.

Внешний вид готового усилителя представлен на рис.7. Одной из его конструктивных особенностей является использование в высокочастотном тракте усилителя согласованных полосковых линий, что позволяет резко уменьшить влияние индуктивностей и емкостей монтажа. Другой особенностью является применение для фильтрации питания и в качестве разделительных одиночных емкостей с минимальными паразитными индуктивностями. Причем, при работе в качестве разделительных они запаиваются в полосковые линии и их длина уже не играет роли. При параллельном включении нескольких емкостей суммарные паразитные индуктивности образуют параллельные резонансы с соответствующими емкостями. Это приводит к ухудшению равномерности коэффициента передачи усилителя в рабочей полосе частот.

На рис.8 приведены типичные АЧХ и ФЧХ усилителя. Ниже приведены рабочие параметры схемы в полосе частот 0,5+600 МГц:

- коэффициент усиления 35 дБ,
- неравномерность коэффициента усиления меньше 1 дБ,
- входное сопротивление 50 Ом,
- неравномерность входного сопротивления меньше 1,5 дБ,
- коэффициент шума 2,5 дБ,
- динамический диапазон по выходу 0,5 В действующего значения.

З а к л ю ч е н и е

Изготовление и настройка большого количества рассмотренных усилителей показали хорошую повторяемость их параметров.

Следует отметить, что коэффициент шума усилителя, в основном, определяется собственными шумами входного транзистора. После замены транзистора КТ3101А ($N \sim 2,5$ дБ) на малощумящий ВRF-91 ($N \sim 1,9$ дБ) фирмы Philips коэффициент шума усилителя уменьшился до 2 дБ.

Измерения характеристик последовательно соединенных усилителей при наладке системы стохастического охлаждения протонов [4] показали, что при коэффициенте усиления 90 дБ тракт имел неравномерность АЧХ в полосе 0,5+500 МГц меньше 2 дБ.

Как ранее отмечалось, верхняя граничная частота каскада Раша однозначно связана с граничной частотой коэффициента передачи тока эмиттера второго транзистора. Поэтому полоса усилителя может быть увеличена, если вместо КТ363Б ($f_{\alpha} \sim 1,5$ ГГц) использовать более высокочастотные транзисторы. В схеме Раша возможно также применение однополярных транзисторов, но при этом следует разделять их режимы по постоянному току.

Л и т е р а т у р а

1. Мейлинг В. и др. Наносекундная импульсная техника. Атомиздат, 1973.
2. Джилберт. Новый метод широкополосного усиления. Зарубежная радиоэлектроника, № I, 1969.
3. Фокина В.Ф. Исследование коэффициента шума транзисторов. Полупроводниковые приборы и их применение. Вып. 10, Москва, 1963.
4. Дементьев Е.Н. и др. Экспериментальное исследование стохастического охлаждения протонов на НАП-М. Препринт ИЯФ 81-57, Новосибирск, 1981.

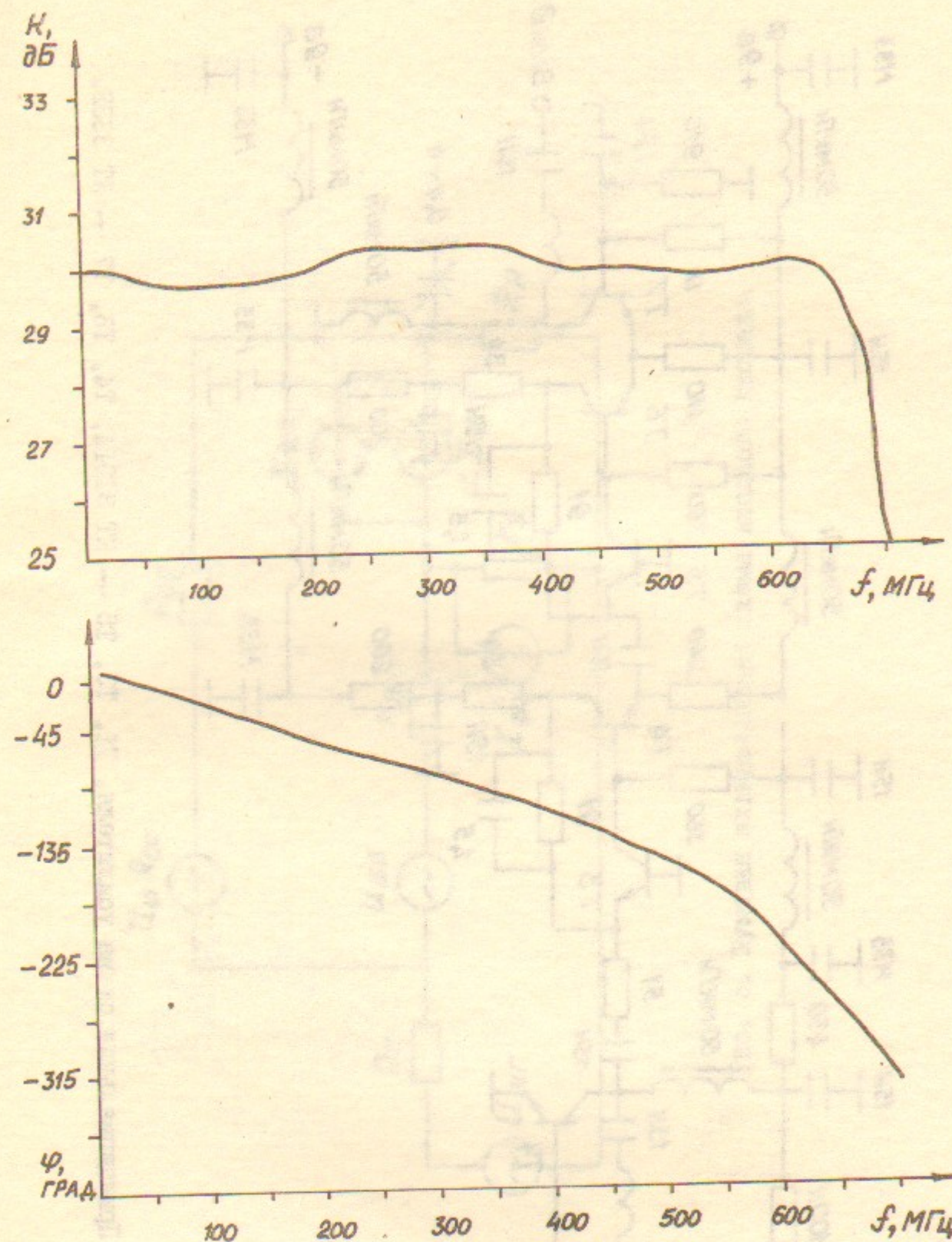


Рис. 8. АЧХ и ФЧХ усилителя.

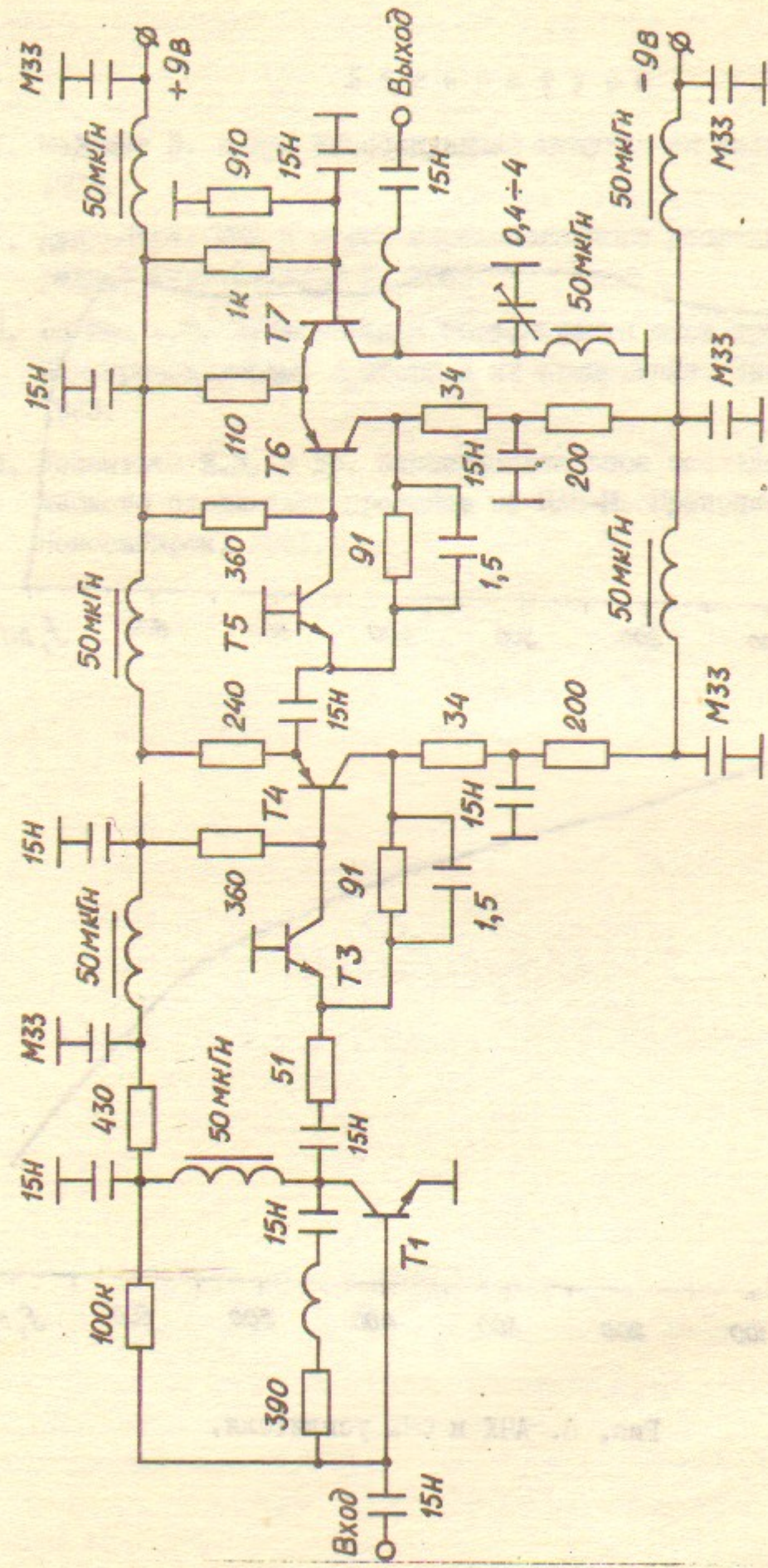


Рис. 6. Принципиальная схема усилителя. Т1, Т3, Т5 — КТ 3101А, Т4, Т6, Т7 — КТ 333Б.

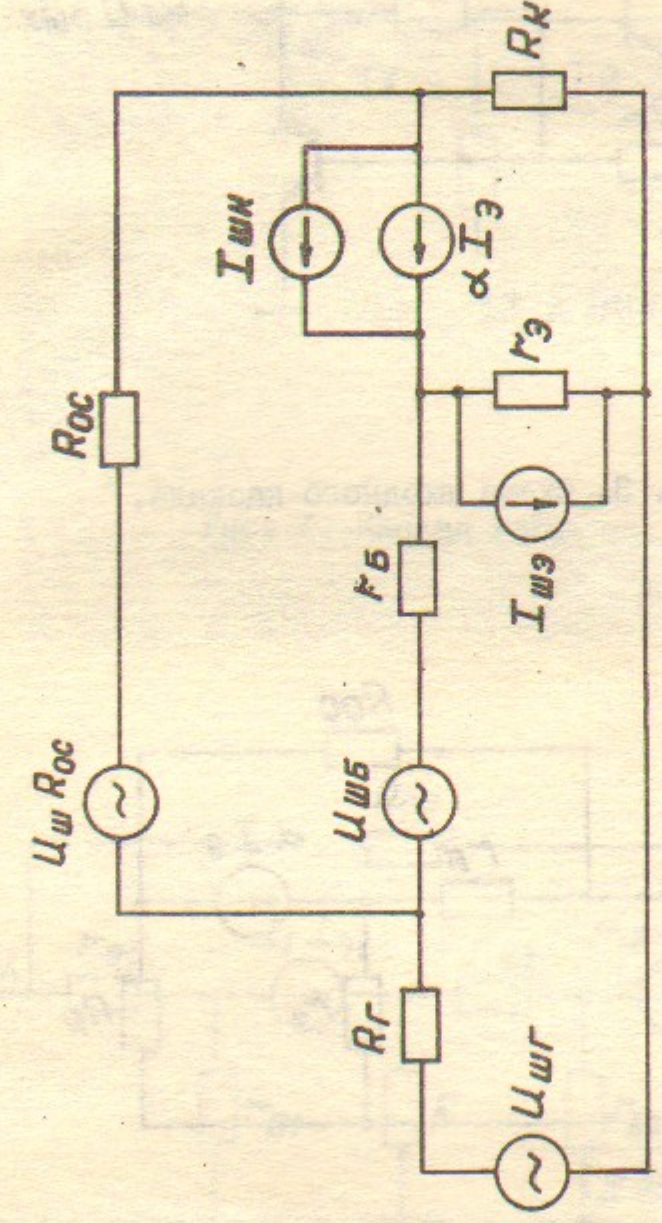


Рис. 5. Шумовая эквивалентная схема выходного каскада.

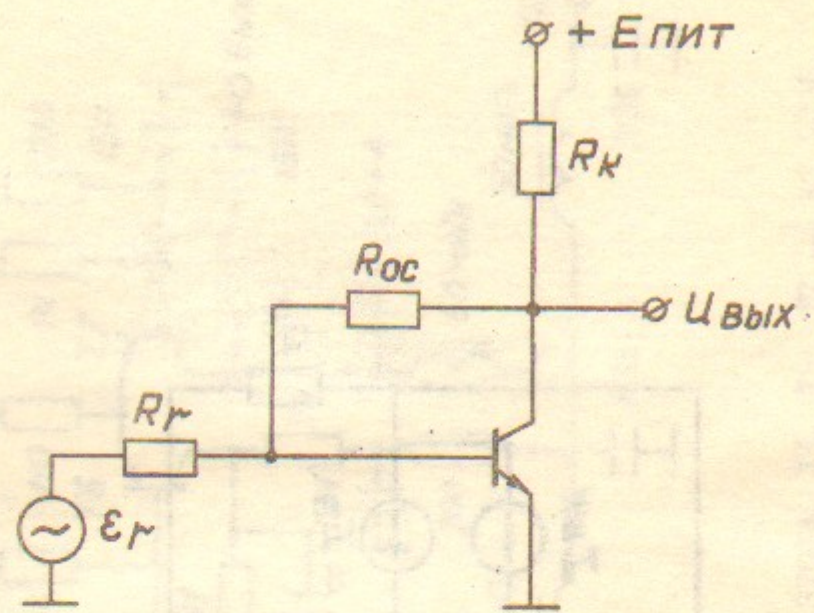


Рис. 3. Схема входного каскада.

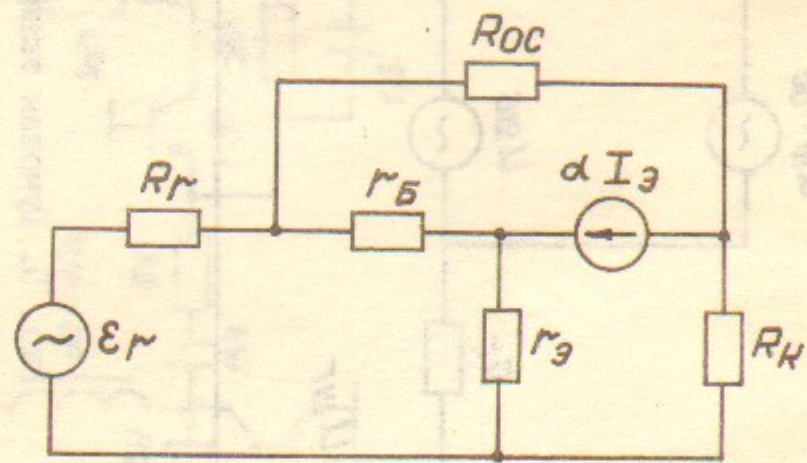


Рис. 4. Эквивалентная схема замещения входного каскада.

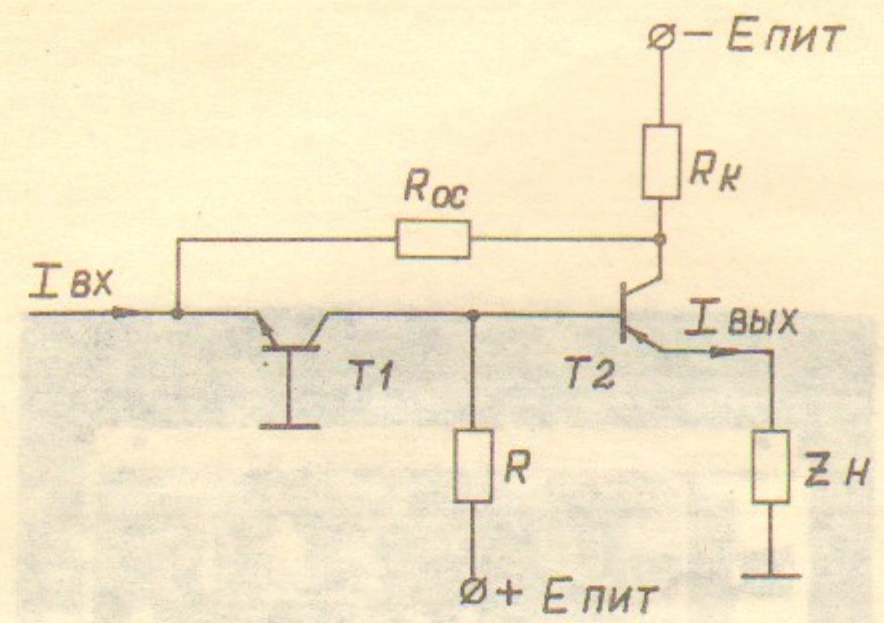


Рис. 1. Каскад Раша.

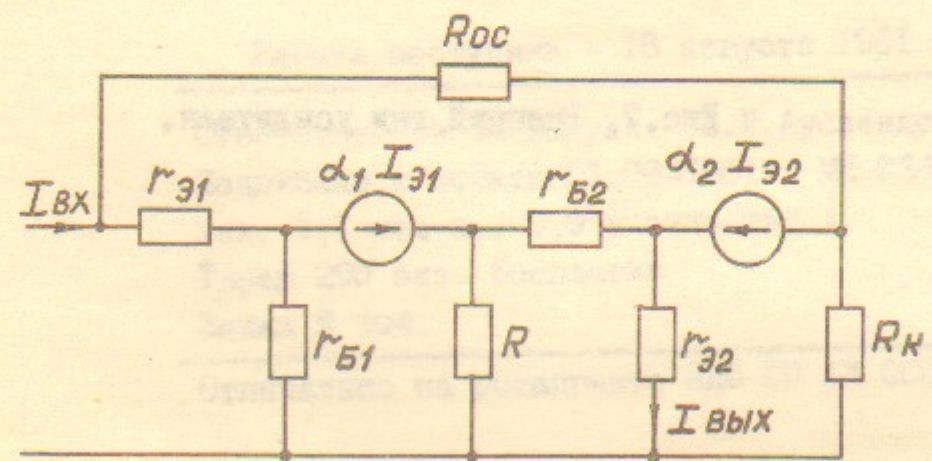


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения каскада Раша.

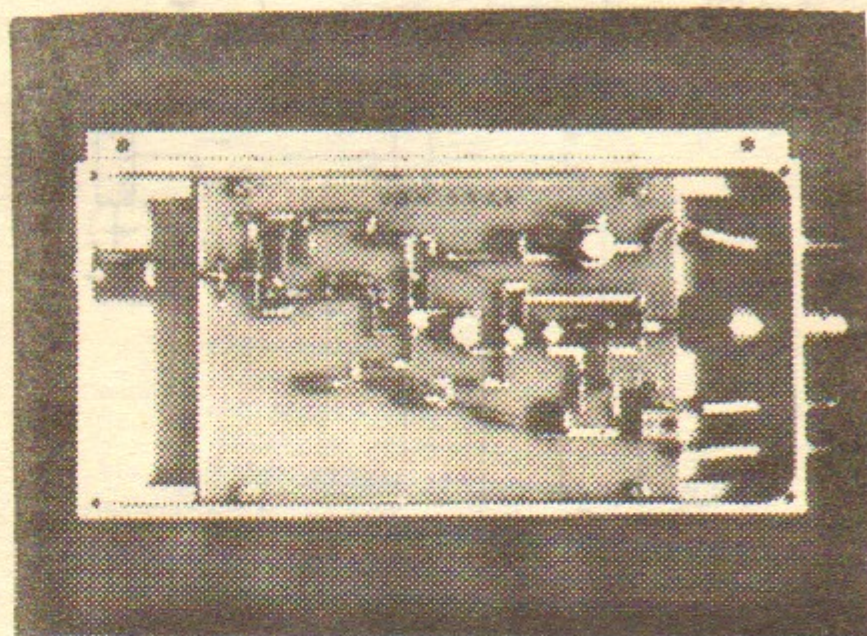


Рис.7. Внешний вид усилителя.

Работа поступила - 18 августа 1981 г.

Ответственный за выпуск - В.Л.Ауслендер
Подписано к печати 21.09-1981г. МН 06487
Усл. I, I печ.л., 0,9 учетно-изд.л.
Тираж 290 экз. Бесплатно
Заказ № 104.

Отпечатано на ротапинтере ИЯФ СО АН СССР