



УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

Часть 2. Устойчивые широкополосные усилители

*И. С. Богданов, ведущий инженер ФГУП «НИИ «Нептун»
С. Г. Тихомиров, к. т. н. старший научный сотрудник ФГУП «НИИ «Нептун»*

Мы продолжаем цикл статей, посвященный усилителям высокой частоты нового поколения. Первая статья цикла [1] была посвящена усилителям с каскадным суммированием мощностей (УКС), которые решали задачу генерации в нагрузке ВЧ тракта большой мощности без использования систем деления и суммирования мощностей и других подсобных функциональных узлов.

Данная статья посвящена описанию транзисторных усилительных схем, основанных на использовании балансных мостовых каскадов [2]. Здесь нами рассматриваются широкополосные усилительные каскады, которые решают задачу получения максимально большого коэффициента усиления при гарантированной энергетической устойчивости путем широкополосной нейтрализации внутренних ОС транзистора.

ОБЩЕПРИНЯТАЯ точка зрения, в соответствии с которой требование обеспечить энергетическую устойчивость и высокое усиление – внутренне противоречиво, представляется нам не вполне обоснованной. Один из путей сохранения устойчивости в широкой полосе частот заключается в том, чтобы исключить или уменьшить возможную передачу мощности с выхода усилительного каскада на его вход. В определенных ситуациях этот же путь приводит к увеличению мощности, выделяемой в нагрузке каскада, и к увеличению коэффициента усиления.

Наиболее реальный путь повышения коэффициента усиления при сохранении или улучшении устойчивости – в уменьшении тока базы транзистора путем нейтрализации его реактивной составляющей, текущей через емкость между базой и коллектором транзистора C_k . То есть в нейтрализации внутренних обратных связей в транзисторе.

Физически таким образом уменьшается передача энергии с выхода на вход транзисторного каскада. Аналитически это выражается в том, что мы уменьшаем параметр обратной проводимости Y_{12} . Это, как следует из соотношений, определяющих факторы Линвилла [3] и Стерна [4], повышает устойчивость каскада.

В резонансных и узкополосных каскадах требуемый эффект нейтрализации внутренней обратной связи в транзисторе с одновременным увеличением коэффициента усиления, обычно достигается путем включения параллельно C_k двухполюсника с индуктивно-резистивным характером импеданса.

Для обеспечения широкополосной нейтрализации параметра C_k логичнее всего было бы установить между базой и коллектором транзистора двухполюсник с характеристиками отрицательной емкости. Именно такое решение использовано в усилителе [5].

В этой схеме с помощью автотрансформатора, включенного между базой и коллектором транзистора, формируется ВЧ ток, противофазный току емкости C_k . Этот ток используется для нейтрализации составляющей тока базы транзистора, текущей через емкость C_k .

Недостатки данной схемы очевидны. Во-первых, ширина полосы частот нейтрализации ограничена из-за ограниченности ширины полосы рабочих частот автотрансформатора. Во-вторых, данная конструкция сложна и не технологична, в частности, она не может быть реализована в виде интегральной схемы.

Более простую и широкополосную цепь нейтрализации внутренних обратных связей в транзисторе мож-

но построить, используя давно известную [6] балансную мостовую схему усилительного каскада, вариант которой изображен на рис. 1.

Суть рассматриваемого технического решения в том, что в двухтактном (балансном) усилительном каскаде между базовым выводом транзистора одного плеча и коллекторным выводом транзистора другого плеча устанавливается конденсатор C_n или емкостное устройство, компенсирующее реактивную составляющую тока базы транзистора, текущую через емкость C_k .

Механизм работы таких схем реализует ту же идею подключения отрицательной емкости параллельно емкости коллекторного перехода транзистора C_k . Мы, разумеется, не можем физически реализовать отрицательную емкость, но мы можем, подсоединив нейтрализующий конденсатор C_n одним выводом к базе транзистора, ко второму выводу этого конденсатора подвести напряжение, противофазное напряжению на коллекторе транзистора, что и делается в балансной схеме. В этом случае ток I_n , текущий через компенсирующий конденсатор C_n , будет противофазным току, текущему через емкость C_k , и нейтрализует его. В [2] показано, что полная нейтрализация будет происходить при $C_k = C_n$, независимо от характера и величины импедансов Z_e .

Данный класс балансных мостовых усилительных схем будем называть «устойчивыми широкополосными усилителями» (далее – УШУ).

Обобщенная схема балансного мостового каскада с управляющим базовым электродом (далее УШУ-УБ) представлена на рис. 1. Будем считать транзисторы в этих схемах одинаковыми, а сами схемы вполне симметричными относительно средней точки соединения эмитеров.

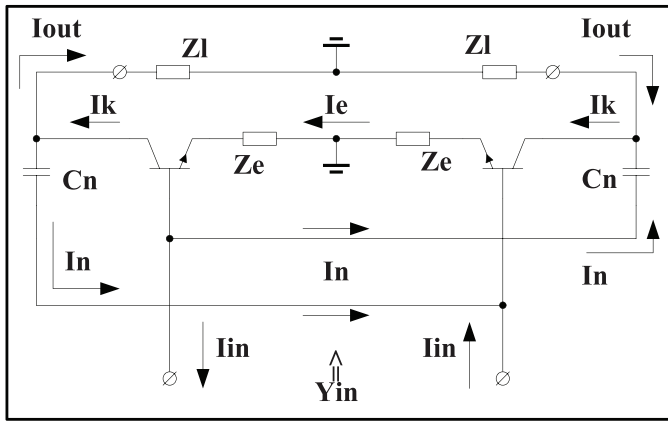


Рис.1. Балансный мостовой каскад УШУ-УБ

В [2] проведено полное аналитическое исследование различных вариантов данной схемы и получены соотношения, необходимые для расчета ее параметров. Работа схем анализировалась только по противофазным составляющим сигналам. По отношению к синфазным составляющим введение конденсатора C_n просто увеличивает коллекторную емкость транзистора и интереса не представляет.

Соотношения, полученные в [2], позволяют рассчитать функциональные характеристики каскадов УШУ-УБ, построенных на основе схемы рис. 1, и сопоставить их с характеристиками известных схем на биполярных транзисторах. Практический пример такого сопоставления приведен на рис. 2.

Встает вопрос, почему простое и техническое решение, позволяющее существенно улучшить тактико-технические характеристики транзисторных каскадов и известное в ламповой технике, в течение более тридцати лет не применялось в транзисторной технике? Причина, вероятно, в том, что прямой перенос этого решения в транзисторную технику не позволял построить работоспособные усилительные каскады на биполярных транзисторах.

Во-первых, балансная мостовая схема, аналогичная рис. 1, предназначалась в ламповых усилителях [6] только для нейтрализации внутренних ОС с целью повышения энергетической устойчивости. Вакуумный триод является прибором, управляемым напряжением, поэтому повышения коэффициента усиления в ламповом усилителе при таком включении быть не могло и не происходило. Биполярные транзисторы являются приборами, управляемыми током. Именно по этому введение

конденсатора $C_n = C_k$, уменьшающего входной ток каскада УШУ-УБ, приводит к увеличению усиления каскада. Но задача увеличения усиления по средствам такого технического решения в транзисторной технике ранее, вероятно, просто не ставилась.

Во-вторых, конденсаторы C_n и контакты, соединяющие их с базой одного транзистора и коллектором другого, представляют из себя последовательный колебательный контур, имеющий резонансную частоту, которая, как правило, лежит далеко за пределами полосы рабочих частот. Если активный прибор на этой частоте еще сохраняет усилительные свойства, то неизбежно возбуждение каскада. Транзистор – прибор существенно более высокочастотный, чем вакуумный триод. Балансные транзисторные каскады, построенные по балансным схемам [6], были неустойчивы.

В-третьих, условием эффективной нейтрализации внутренней обратной связи в транзисторе является равенство $C_k = C_n$. Но C_k – это нелинейная барьерная емкость запятого коллекторного перехода транзистора. Ее величина существенно меняется при изменении уровня возбуждения, напряжения питания и т. д. Нейтрализовать ее с помощью обычного конденсатора в широком динамическом диапазоне не представляется возможным.

По этим причинам практическая реализация технического решения (рис. 1) потребовала некоторых уточнений, не изменяющих его сути.

Проблема потери устойчивости на резонансной частоте контура, состоящего из конденсатора C_n и его выводов, решается достаточно традиционно. Последовательно с конденсатором C_n устанавливается резистор с малым сопротивлением, гасящий возбуждение.

Проблема несовпадения величин емкости C_n и C_k , возникшая из-за нелинейности последней, решается путем использования в качестве нейтрализующего конденсатора C_n барьерной емкости аналогичного транзистора с замкнутым эмитерным переходом.

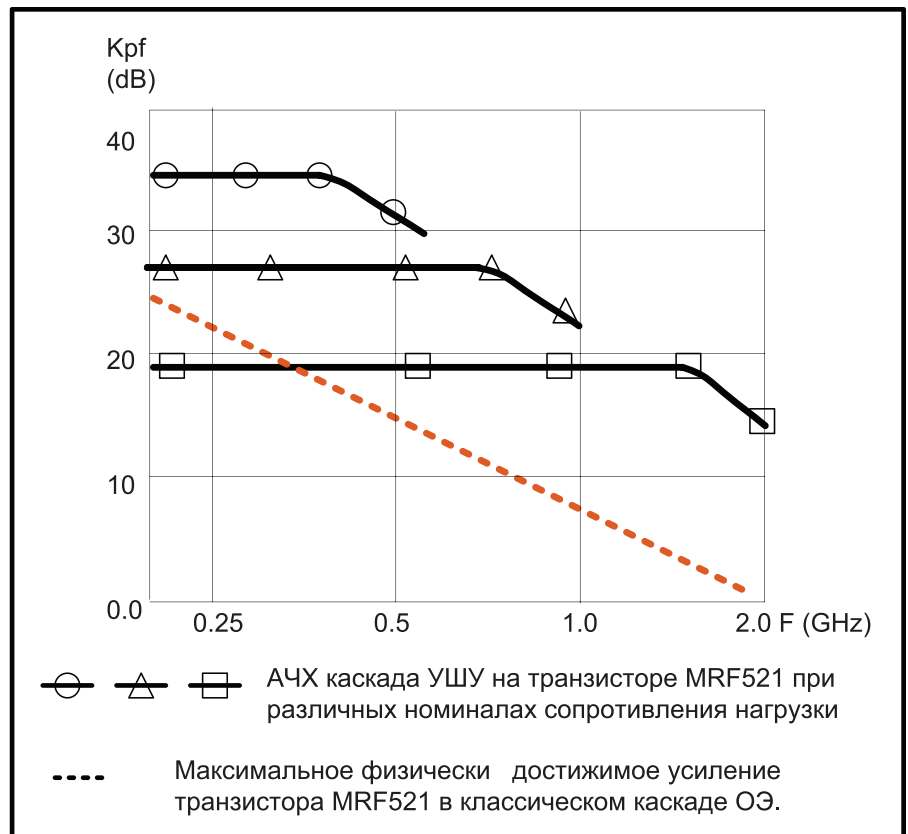


Рис. 2. Усилительные возможности биполярных транзисторов

Схемы УШУ весьма удобны для построения различных предусилителей и драйверов, возбуждающих основной мощный усилитель. Основные тактико-технические преимущества использования схем УШУ в тракте усиления мощности ВЧ:

- возможность получить высокий коэффициент усиления в широкой полосе,
- малая электрическая длина участка тракта (один каскад),
- высокая развязка с выходной цепью УШУ, исключающая возможность влияния процессов в выходной цепи на возбудитель,
- значительная выходная мощность,
- простота, технологичность конструкции, малые габариты.

Наиболее рационально создавать УШУ в виде интегральной схемы или микросборки. Однако и по технологии навесного монтажа может быть спроектирован простой и вполне эффективный усилительный каскад, способный, например, раскачивать до необходимого уровня усилитель с каскадным суммированием мощностей, описанный в [1].

Приведем пример расчета и практической реализации однокаскадного широкополосного УШУ.

Технические характеристики:

диапазон рабочих частот	1.0–80 МГц
коэффициент усиления, не менее,	20 ДБ
неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне не более,	+1ДБ
волновое сопротивление нагрузки	$R_l = 75 \text{ Ом}$,
Максимальная выходная мощность	20Вт
Номинальное входное сопротивление	75 Ом
КСВн на входе усилителя, не более	1.2

Для построения усилителя с указанными техническими характеристиками вполне подходят мощные ВЧ транзисторы КТ922Б. Схема электрическая принципиальная усилителя приведена на рис. 3.

Используемые для расчета параметры транзистора КТ922Б соответствуют табличным:

$$C_K = 20 \text{ пФ};$$

$$F_T = 300 \text{ МГц} \Rightarrow \omega_T \approx 2e9$$

$$\alpha = 0.97 \Rightarrow \beta_{CT} = 30.$$

Цепи управления режимом (ЦУР) выполнены по стандартным схемам, стабилизирующим ток коллектора

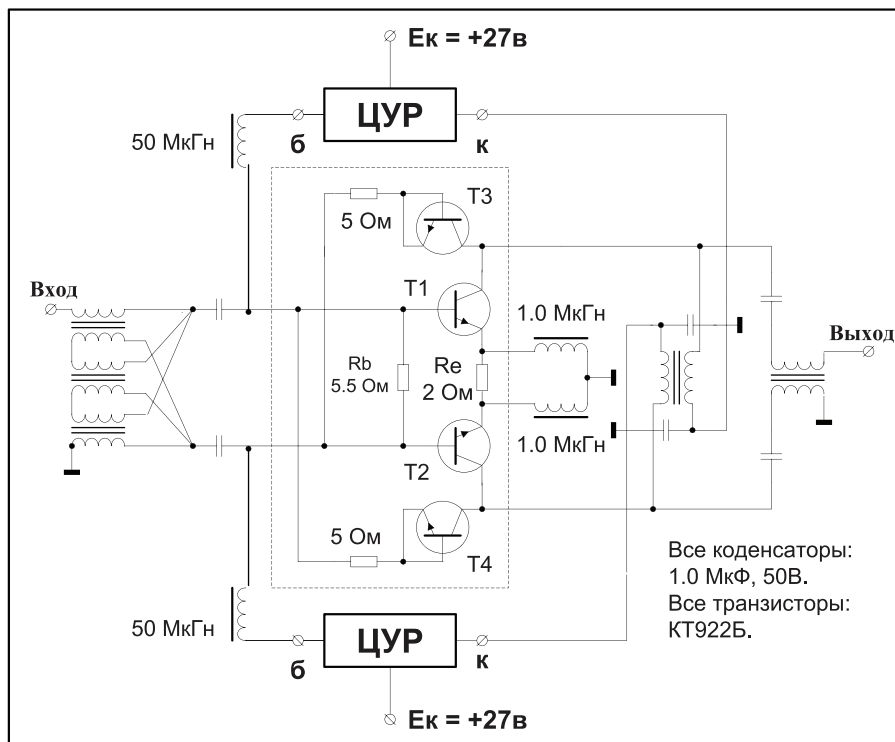


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная усилителя УШУ на транзисторах КТ922Б. $K_u=22\text{ДБ}$, $R_n=R_{вх}=50 \text{ Ом}$, $R_{вх} \leq 20 \text{ Вт}$, Диапазон рабочих частот 1.0 МГц – 80 МГц

транзистора. В качестве нейтрализующих емкостей используются запертые коллекторные p-n переходы транзисторов Т3 и Т4 с замкнутыми выводами базы и эмитера.

Все трансформаторы выполнялись на основе скрученных двухпроводных линий (провод ПЭЛ-0.2) с шагом витка скрутки 2 мм. Экспериментально измеренное волновое сопротивление такой линии лежит в пределах от 20 до 30 Ом. Линия наматывалась на ферритовый сердечник ВНС-100 К20х12х6 (10 витков). Расчетная индуктивность намотанной линии по синфазной составляющей была 15 МкГн. Следует добиваться минимальности длины монтажных концов скрученных линий (не более 5 мм). Это особенно важно для входного трансформатора.

Линейная схема замещения каскада, ограниченного на рис. 3 штриховым контуром, приведена на рис. 4. Отметим отсутствие в схеме замещения элементов обратной связи между входным и выходным контурами. При исследовании реального макета влияние величины нагрузки на входное сопротивление диагностировалось, но было мало замет-

ным. Паразитная обратная связь соответствовала включению между входным и выходным контурами конденсатора с емкостью менее 1 пФ.

Входная емкость каскада **C_{in}** и выходная емкость **C_{out}** – по формуле рассчитывались по формулам [1]. При выборе величины резистора **Re = 2 Ом**, определяющего коэффициент усиления, учитывалась необходимость повышающей трансформации входного сопротивления, что снижало коэффициент усиления на 9,5 ДБ. В результате расчетный коэффициент усиления каскада равен **K_u = 22 ДБ**. Полоса частот входного согласования = 80 МГц соответствует требованиям технического задания. Полоса частот выходного согласования каскада равна полосе частот входного согласования.

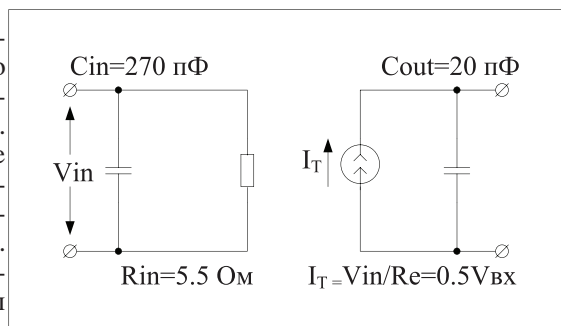


Рис. 4. Линейная схема замещения каскада усилителя по схеме рис.3

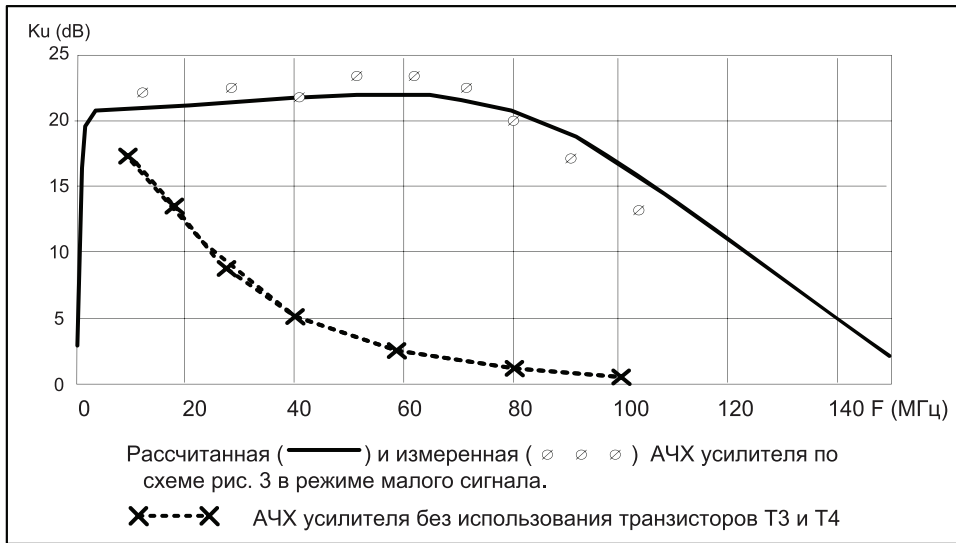


Рис. 5. АЧХ УШУ в режиме малого сигнала

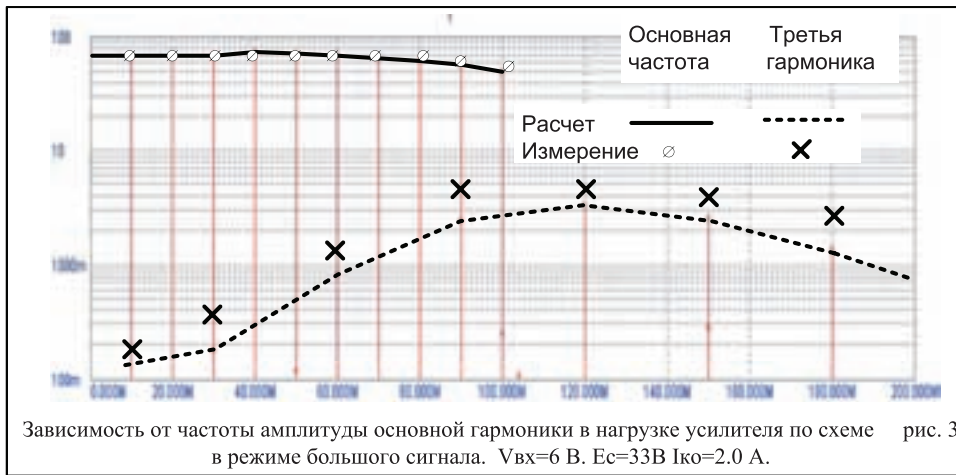


Рис. 6. Частотный спектр выходного сигнала УШУ

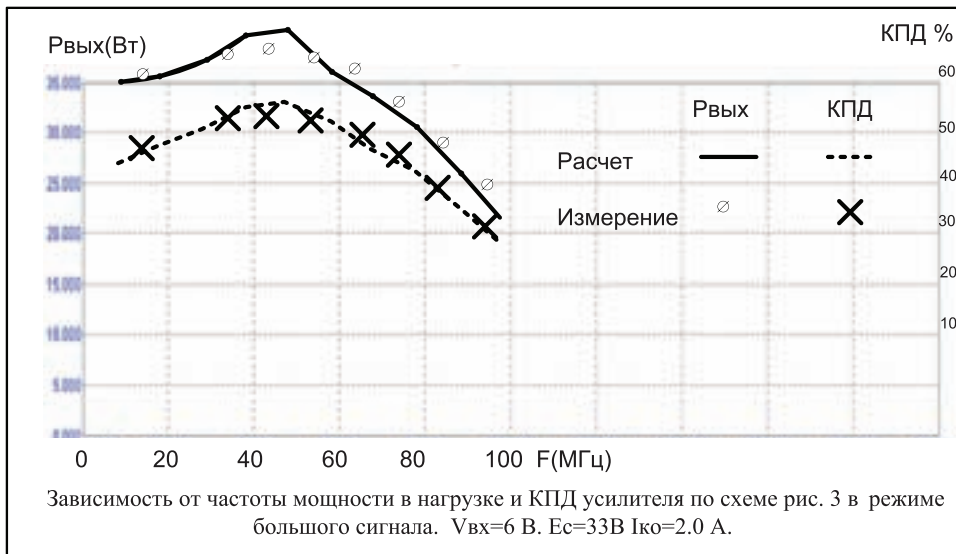


Рис. 7. Динамические характеристики выходного сигнала УШУ

Экспериментальные испытания усилителя, собранного по схеме (рис. 3), показали высокую степень соответствия расчетных и измеренных характеристик как в режиме малого сигнала (рис. 5), так и в режиме большого сигнала (рис. 6 и рис. 7). Характеристики усилителя, как функции частоты, представлены на рис. 5, рис. 6 и рис. 7.

Макет усилителя был выполнен в виде простой одноплатной конструкции с размерами 80x60 мм. Можно отметить, что основной каскад усилителя, заключенный в штриховой контур на рис. 3, может быть выполнен в виде микросборки в подходящем корпусе балансного транзистора. Он по существу представляет собой законченный усилитель со схемой замещения рис. 4 (для противофазных составляющих тока). Полностью согласованный по входу и выходу усилитель, выполненный на основе такой микросборки, будет иметь весьма незначительные габариты, высокую степень повторяемости параметров и значительную выходную мощность.

ЛИТЕРАТУРА.

1. Богданов И. С., Тихомиров С. Г. Усилители высокой частоты нового поколения. Часть 1. Информост. 2006, № 5.
2. Тихомиров С. Г. «Усиление высокочастотных сигналов». Монография. Рукопись. 1995 г. E-mail: tory133@mail.ru
3. «Transistors and Active Circuits,» by Linvill and Gibbons, McGraw-Hill, 1961.
4. «Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifiers,» by Arthur P. Stern, Proc. IRE, March, 1957.
5. «Sistem for Wide-Band neutralization,» by B. H. Tongue, USA Patent № 3044022, Field Dec.19, 1960, Ser № 76,680.
6. «Радиопередающие устройства,» под редакцией Г. А. Зейтленка. М., «Связь», 1969.