

транзистора  $T_1$  и выходом усилителя. Емкость даже меньшая 1 пФ может значительно сузить полосу пропускания усилителя или вызвать его самовозбуждение.

В результате испытаний макетного образца усилителя получены следующие результаты: максимальное выходное напряжение  $\pm 230$  В при токе нагрузки до 10 мА; полоса пропускания  $0 \div 50$  кГц при амплитуде выходного напряжения 200 В на активной нагрузке 20 кОм; скорость нарастания выходного напряжения 30 МВ/с. Приведенный ко входу температурный дрейф 15 мкВ/°С в диапазоне  $20 \div 60$  °С.

Коэффициент передачи усилителя 26 дБ; коэффициент передачи выходного каскада совместно со схемой сдвига уровня в полосе частот  $0 \div 200$  Гц составляет 60 дБ, а на частотах 2, 20 и 50 кГц — соответственно 54, 40 и 30 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Ганопольский Л. С., Каменев Л. В. ПТЭ, 1982, № 4, с. 134.

Пензенский филиал Всесоюзного научно-исследовательского технологического института приборостроения  
Поступила в редакцию 31.XII. 1982

УДК 621.375.142

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

ЛЕМЕНТУЕВА Н. В., ЛУЧКИН С. В., МАЛКИН М. Г., ПОВИДАЙКО П. М.

Описан широкополосный усилитель с большим динамическим диапазоном на мощном полевом транзисторе КП903А. Коэффициент усиления усилителя при согласовании по входу и выходу  $\geq 7$  дБ в полосе частот от  $3 \div 70$  МГц, коэффициент подавления комбинационных составляющих по взаимной модуляции  $\geq 100$  дБ, коэффициент шума  $\leq 3$  дБ.

Одним из методов повышения точности спектрального анализа радиосигналов является улучшение параметров основных активных узлов спектроанализаторов: широкополосных усилителей и преобразователей частоты [1]. При их разработке особое внимание уделяется расширению динамического диапазона входных сигналов. Сравнение потенциальных возможностей различных усилителей по динамическому диапазону с учетом шумов активных элементов может быть выполнено на основании следующего выражения для динамического диапазона  $D_{21}$ , определяемого двухсигнальным методом по подавлению составляющих взаимной модуляции:

$$D_{21} = \left[ \frac{\sqrt{M_{21} P_0}}{F_{ш} k T_0 \Delta f} \right]^{2/3},$$

где  $M_{21}$  — подавление составляющих взаимной модуляции при уровнях мощности входных сигналов, равных  $P_0$ ;  $F_{ш}$  — коэффициент шума усилителя;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_0$  — абсолютная температура;  $\Delta f$  — полоса частот основной селекции.

Современные широкополосные усилители на биполярных транзисторах обладают динамическим диапазоном  $\leq 70 \div 85$  дБ [2, 3]. Получение более высокого динамического диапазона возможно при использовании полевых транзисторов, имеющих близкую к квадратичной проходную характеристику, что обеспечивает большее подавление составляющих взаимной модуляции  $M_{21}$  при том же уровне мощности входных сигналов  $P_0$  [4] в сочетании с различными схемотехническими усовершенствованиями.

Ниже рассмотрены принципиальная схема и основные характеристики усилителя на поле-

вом транзисторе большой мощности КП903А с использованием трансформаторной обратной связи, предложенной в [5]. Принципиальная схема усилителя представлена на рис. 1. Полевой транзистор  $T$  включен по схеме с общим затвором. Это обеспечивает широкую полосу рабочих частот и хорошее согласование по входу с линией 50 Ом. Нагрузкой каскада служит вторичная обмотка трансформатора  $Tr$ . Отвод от ее средней точки обеспечивает съём усиленного сигнала и согласование по выходу с линией 50 Ом. Режим по постоянному току транзистора  $T$  задается с помощью резистора  $R$ .

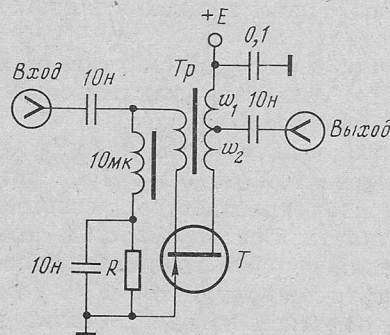


Рис. 1. Принципиальная схема широкополосного усилителя.  $T$  — КП903А

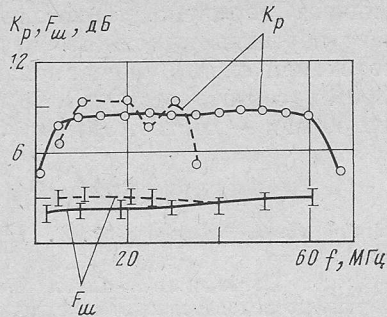


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента усиления  $K_p$  и коэффициента шума  $F_{ш}$  (сплошная линия — усилитель с трансформаторной обратной связью, пунктир — без обратной связи)

Особенностью схемы является использование трансформаторной отрицательной обратной связи, создаваемой первичной обмоткой  $Tr$ , для увеличения верхней границы динамического диапазона. Как следует из приведенного выше определения, динамический диапазон  $D_{21}$  в первую очередь определяется величиной  $M_{21}$ . С помощью отрицательной обратной связи происходит частичная компенсация уровня сигнала на входе активного элемента (полевого транзистора). Так как параметр  $M_{21}$  зависит квадратично от уровня входного сигнала [4], то это уменьшение вызывает значительное повышение  $D_{21}$ . Кроме того, скомпенсированная часть мощности входного сигнала не расходуется в цепи обратной связи, а передается в нагрузку. Это исключает появление дополнительного источника шума, который мог бы существенно повысить  $F_{ш}$  усилителя по сравнению с шумом активного элемента.

Наиболее просто широкополосная трансформаторная обратная связь реализуется на основе мостовых 180-градусных направленных ответвителей без потерь. Такие направленные ответвители могут быть выполнены как широкополосные ферритовые трансформаторы на тороидальных сердечниках, позволяющих при малых габаритах получить низкие потери и требуемый коэффициент связи в широком диапазоне частот.

На рабочую полосу рассматриваемого широкополосного усилителя накладываются два ограничения. Верхняя граничная частота определяется главным образом индуктивностью рассеяния первичной обмотки  $Tr$ , индуктивностями выводов транзистора, собственными емкостями транзистора и емкостью монтажа. Для повышения верхней границы целесообразно использовать трансформатор  $Tr$  на феррите с первичной обмоткой из одного витка в виде короткого отрезка провода, пропущенного в отверстие тороидального сердечника. Нижняя граничная частота усилителя определяется ин-

дуктивностью вторичной обмотки трансформатора. Исходя из этих ограничений для обеспечения широкой рабочей полосы трансформатор  $Tr$  целесообразно выполнять на тороидальных ферритовых сердечниках с магнитной проницаемостью  $\mu = 600 \div 1000$  и размерами  $4 \times 2 \times 1,5$  или  $7 \times 5 \times 2$  мм<sup>3</sup>, при этом число витков вторичной обмотки должно быть  $w_1 = 5 \div 7$ ;  $w_2 = 7 \div 10$ .

Измеренные зависимости коэффициента усиления по мощности  $K_p$  и коэффициента шума  $F_{ш}$  в рабочей полосе частот приведены на рис. 2, а зависимости коэффициентов подавления комбинационных составляющих второго и третьего порядков  $K_{11}$  и  $K_{21}$  от уровня входной мощности  $P_{вх}$  — на рис. 3. Для сравнения на этих же рисунках приведены аналогичные характеристики для усилителя на том же транзисторе КП903А, но без трансформаторной обратной связи. В обоих случаях использовался одинаковый режим по постоянному току и те же источники сигнала и нагрузка. Как видно из приведенных графиков, применение трансформаторной обратной связи позволяет на  $\sim 30$  дБ увеличить  $K_{21}$ , при этом коэффициент шума  $F_{ш}$  практически не увеличивается, а рабочая полоса частот значительно расширяется.

Для увеличения коэффициента подавления по комбинационным составляющим второго порядка  $K_{11}$  можно использовать двухтактный усилитель (рис. 4). Он содержит два усилительных каскада, аналогичных изображенному на рис. 1, объединенных в двухтактную схему с помощью широкополосных трансформаторов  $Tr1$  и  $Tr4$  типа ТДЛ [6]. Трансформаторы  $Tr1$  и  $Tr4$  выполнены на тороидальных ферритовых сердечниках М2000НМ  $4 \times 2 \times 1,5$  и содержат по 7 витков двухпроводной линии передачи с  $\rho = 50$  Ом.

Графики зависимостей  $K_{11} = \varphi(P_{вх})$  для двухтактной схемы приведены на рис. 3. Видно,

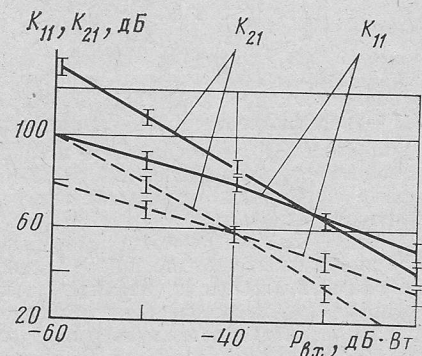


Рис. 3. Графики зависимости  $K_{11}$  и  $K_{21}$  от уровня мощности входных сигналов  $P_{вх}$  ( $K_{21}$ : сплошная линия — усилитель с трансформаторной обратной связью, пунктир — без нее;  $K_{11}$ : сплошная линия — усилитель по двухтактной схеме, пунктир — по одноконтурной)

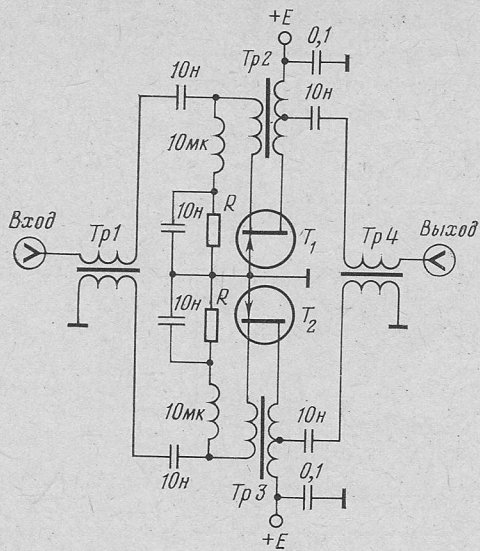


Рис. 4. Принципиальная схема двухтактного усилителя.  $T_1, T_2$  — КП903А

что применение двухтактной схемы позволяет повысить  $K_{11}$  на  $20 \div 25$  дБ по сравнению со схемой, приведенной на рис. 1. При этом коэффициент подавления комбинационных составляющих по взаимной модуляции  $K_{21}$  в двухтактной схеме практически такой же, как и в однотактной.

Измерения  $K_{11}$  и  $K_{21}$  проводились по стандартной методике [7] в диапазоне частот  $10 \div 70$  МГц, при этом разброс результатов измерений не превышал  $\pm 3$  дБ.

Отметим, что оптимальный в смысле максимума  $K_{21}$  режим транзисторов  $T$  (рис. 1) и  $T_1$  и  $T_2$  (рис. 4) по постоянному току достигается при  $U_{зи} = (0,2 \div 0,3) U_0$ , где  $U_0$  — напряжение отсечки. При этом ток покоя тран-

зисторов в рабочей точке  $I_0 = 100 \div 150$  мА. Для выведения транзисторов в рабочую точку следует выбирать  $R = 22 \div 39$  Ом. Значение  $R$  из указанного диапазона не является критическим, что позволяет избежать индивидуальной настройки режима транзисторов.

Усилитель собран на плате размером  $30 \times 40$  мм<sup>2</sup> из стеклотекстолита, которая устанавливается в защитный экран, служащий радиатором. Технические характеристики усилителя: коэффициент усиления при согласовании на входе и выходе  $K_P = 7 \div 9$  дБ; рабочая полоса частот по уровню  $-2$  дБ  $\Delta F = 3 \div 70$  МГц; к.с.в. по входу и выходу  $\leq 2$ ; коэффициент подавления комбинационных составляющих по взаимной модуляции  $K_{21} > 100$  дБ, коэффициент шума в рабочей полосе частот  $F_{ш} \leq 3$  дБ; максимальная амплитуда выходного сигнала на нагрузке  $50$  Ом — до  $5$  В.

Для получения большего усиления возможно каскадирование усилителей.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Мартынов В. А., Селихов Ю. И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. М.: Сов. радио, 1980, с. 19.
2. Бокк О. Ф., Грибов Э. Б., Чернолихова В. П. Радиотехника, 1974, т. 29, № 11, с. 70.
3. Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. М.: Связь, 1980, с. 248.
4. Челов Ю. Н. Вопросы радиотехники, сер. Техника радиосвязи, 1973, вып. 2, с. 76.
5. Роде У. Электроника, 1975, т. 48, № 4, с. 37.
6. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний/Под ред. Моделя З. И. М.: Сов. радио, 1980, с. 157.
7. Финей Д. Электроника, 1978, т. 51, № 16, с. 64.

Поступила в редакцию 15.XI.1982

УДК 621.375.124

### ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С УПРАВЛЯЕМЫМ УСИЛЕНИЕМ

КУЗНЕЦОВ В. М., БЕСЕДОВСКИЙ Р. З., ПРИПИСНОВ К. Н., СУНГУРОВСКИЙ М. А.

Описан широкополосный усилитель с управляемым усилением, регулируемым с помощью полевых транзисторов, работающих как управляемые напряжением резисторы в цепях отрицательной обратной связи усилительных каскадов. Полоса пропускания  $0,5 \div 3,3$  МГц, глубина регулирования усиления  $65$  дБ.

В ряде случаев, когда известен закон изменения затухания сигнала во времени, его можно компенсировать соответствующим изменением коэффициента передачи усилителя. Процесс усложняется необходимостью развязки каналов усиления и управления. Наиболее простым

решением этой задачи является применение элементов с развязанными цепями входа и выхода, например полевых транзисторов. При изменении напряжения на затворе участок исток — сток может быть представлен как переменный резистор [1, 2], который обеспечивает