

ШИРОКОПОЛОСНОЕ УСИЛЕНИЕ СИГНАЛОВ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

В. М. Немировский, А. Н. Тыныныка

Одесса

Осуществление избирательного усиления в широкой полосе частот связано с известными трудностями, которые повышаются с ростом средней частоты полосы пропускания, а также при усилении сигналов со значительным динамическим диапазоном.

Получение большого усиления при широкой полосе пропускания затрудняется не только паразитными емкостями каскадов, но и невозможностью использовать нагрузку с добротными контурами. Этот недостаток не может быть скомпенсирован простым увеличением числа слабоизбирательных широкополосных каскадов, поскольку их число ограничено заданным запасом устойчивости.

Если в широкополосном усилителе использована автоматическая регулировка усиления, ее глубина получается частотно-зависимой, что приводит к искажениям частотной характеристики в процессе регулировки.

Указанные затруднения частично преодолеваются разделением тракта усиления на узкополосные каналы. После усиления и регулирования в отдельных каналах сигналы складываются на общей широкополосной нагрузке. В этом случае появляется возможность увеличить широкополосность усилителя

$$Ш = K_{\max} \Delta f,$$

где K_{\max} и Δf — коэффициент усиления при малых входных сигналах и полоса пропускания всего усилителя.

Известно [1], что коэффициент усиления резонансного каскада

$$K_{\max} = m_1 m_2 y_{21} R_{\text{о.э.}},$$

где

$$R_{\text{о.э.}} = \rho Q_3 = \frac{\rho Q}{1 + (g_{\text{ш}} + m_1^2 g_{22} + m_2^2 g_{11}) \rho Q}$$

— эквивалентное резонансное сопротивление контура с учетом активных сопротивлений, вносимых со стороны транзисторов; y_{21} — крутизна проходной характеристики транзистора; m_1 , m_2 , ρ — коэффициенты включения колебательного контура и его характеристическое сопротивление; Q , Q_3 — собственная добротность контура и его эквивалентная добротность с учетом вносимых активных сопротивлений; g_{22} , g_{11} — параметры транзисторов данного и последующего каскадов; $g_{\text{ш}}$ — активная проводимость, подключением которой к контуру чаще всего достигается расширение полосы пропускания.

Если тракт усиления разбит на каналы с одинаковой добротностью, что наблюдается при выполнении условия

$$\Delta f_i = \frac{f_{0i} \Delta f}{n f_0},$$

то

$$Q_i = nQ.$$

Здесь Δf_i , f_{0i} , Q_i — полоса пропускания, средняя частота полосы и добротность контура части тракта усиления, разбитой на каналы; n — число каналов.

В этом случае коэффициент передачи каскада в канале

$$K_{i \max} = \frac{nm_{1i} m_{2j} y_{21} \rho Q}{1 + (g_{шi} + m_{1i}^2 g_{22} + m_{2i}^2 g_{11}) n \rho Q}.$$

Однако коэффициенты усиления последнего q -го широкополосного каскада перед разбиением тракта на каналы и j -х каскадов, включенных на общую нагрузку, несколько уменьшаются из-за n -кратного шунтирования контуров транзисторами. При малых n ($n = 2; 3$) это обстоятельство может быть скомпенсировано выбором меньших шунтирующих проводимостей

$$g_{шq}^0 = g_{шq} - m_{2q}^2 g_{11} (n - 1)$$

$$\text{и } g_{шj}^0 = g_{шj} - m_{1j}^2 g_{22} (n - 1).$$

Поэтому при больших n выигрыш в широкополосности усилителя определяется выражением

$$\frac{\Pi^0}{\Pi} = \frac{K_{\max}^0}{K_{\max}} = \frac{n^k [1 + (g_{ш} + m_{1q}^2 g_{22} + m_{2q}^2 g_{11}) \rho Q]}{[1 + (g_{шq}^0 + m_{1q}^2 g_{22} + m_{2q}^2 g_{11}) \rho Q] [1 + (g_{шj}^0 + m_{1j}^2 g_{22} + m_{2j}^2 g_{11}) \rho Q]^2},$$

где Π^0 и K_{\max}^0 — широкополосность и коэффициент усиления тракта при разбиении части его на каналы; k — число узкополосных каскадов в канале. При малых n $\frac{\Pi^0}{\Pi} \cong n^k$.

Сложение регулируемых каналов на общей нагрузке приводит к влиянию каналов друг на друга и зависимости формы частотной характеристики от уровня входного сигнала. Это обстоятельство заставляет производить сложение после детектирования, в результате чего увеличивается число каскадов.

Связь каналов через общую нагрузку почти полностью устраняется, если последние ступени собраны по каскадным схемам. Тогда сигналы можно суммировать по высокой частоте на широкополосной нагрузке, что позволяет использовать для регулировки один детектор АРУ и общий для всех каналов усилитель в цепи регулирующего напряжения.

На рис. 1 изображена принципиальная схема широкополосного УПЧ с разделенными каналами. Полоса пропускания усилителя 17—23 мГц, коэффициент усиления на средней частоте 60 дБ, динамический диапазон 50 дБ. Динамический диапазон достигнут с помощью автоматической регулировки усиления в каждом из двух каналов, на которые разбит тракт усиления.

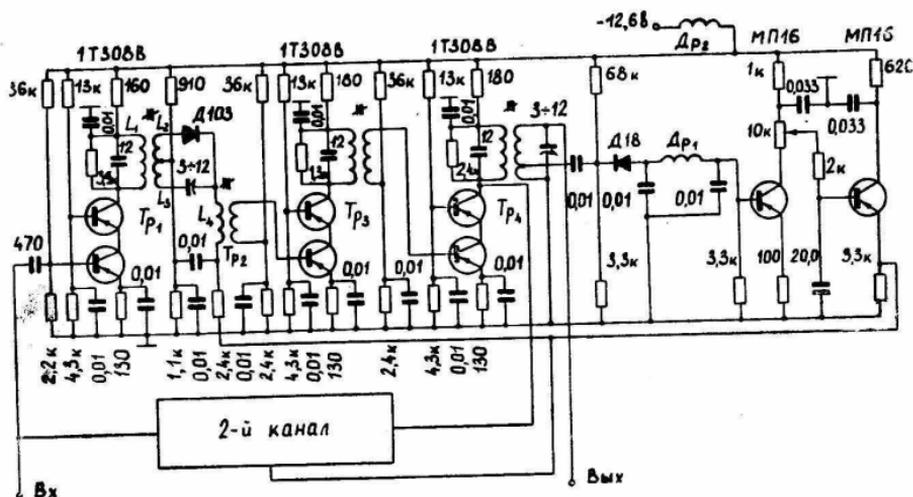


Рис. 1. Принципиальная схема УПЧ с АРУ.

Для целей АРУ применены регуляторы мостового типа, индуктивно связанные с резонансной нагрузкой предыдущего каскада. В качестве нелинейных элементов регулируемых плеч использованы полупроводниковые диоды. Коэффициент передачи усилителя с таким регулятором определяется выражением [2]

$$K = \frac{-my_{21}\dot{Z}_{вх}}{\left(1 - \frac{f^2}{f_0^2} + j2\pi fL_1g_0\right)(r_{\min} + \dot{Z}_{вх} + \dot{Z}_L)},$$

где

$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k(C_{\text{вых}} + C_k)}}$; L_k, C_k — индуктивность и емкость резонансного контура; $C_{\text{вых}}$ — параметр транзистора; $m = j2\pi fM_{13}$; M_{13} — коэффициент взаимоиндукции между первичной обмоткой L_1 дифференциального трансформатора $T_{р1}$ и половиной $L_2 = L_3 = L$ его вторичной обмотки; $Z_L = j2\pi fL$; $\dot{Z}_{вх}$ — входное сопротивление каскада, нагруженного на мост; g_0 — резонансная проводимость контура; r_{\min} — сопротивление регулируемого диода в полностью открытом состоянии.

На резонансной частоте, когда $f = f_0$,

$$K_{\max} = \frac{-\vartheta \eta y_{21} \dot{Z}_{\text{вх}}}{g_0 (r_{\min} + \dot{Z}_{\text{вх}} + \dot{Z}_L)},$$

где ϑ , η — коэффициенты связи и трансформации обмоток L_1 и L_2 (или L_3).

Расчетным и экспериментальным путем установлено, что в рассматриваемом диапазоне частот необходимо согласовывать выход мостового регулятора со входом следующего транзистора, так как емкостная составляющая его входного сопротивления не позволяет реализовать усилительные свойства каскада, нагруженного на мост. Это удобно сделать с помощью согласующего трансформатора. Правильный выбор коэффициентов трансформации и связи трансформатора увеличивает коэффициент усиления каскада в три-четыре раза. При таком согласовании

$$K_{\max} = \frac{-\vartheta \eta y_{21}}{g_0},$$

так как

$$\dot{Z}_{\text{вх}} \gg r_{\min} + \dot{Z}_L.$$

Когда мост сбалансирован, коэффициент передачи каскада

$$K_{\min} = \frac{-m |\Delta \dot{Z}| y_{21} \dot{Z}_{\text{вх}}}{\left(1 - \frac{f^2}{f_0^2} + j2\pi f L g_0\right) \dot{Z}_1^2},$$

где \dot{Z}_1 — сопротивление эквивалента регулируемого диода в точке баланса; $\Delta \dot{Z}$ — разность сопротивлений регулируемого диода и его эквивалента.

На резонансной частоте

$$K_{\min} = \frac{-\vartheta \eta |\Delta \dot{Z}| y_{21} \dot{Z}_{\text{вх}}}{g_0 \dot{Z}_1^2}.$$

Предельная глубина регулировки, определяемая степенью изменения коэффициента усиления, равна

$$\sigma_{\max} = \frac{K_{\max}}{K_{\min}} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_4 |\Delta \dot{Z}|},$$

где L_4 — индуктивность первичной обмотки согласующего трансформатора.

Эквивалентная схема закрытого диода представляет собой параллельное соединение обратного сопротивления диода и барьерной емкости. На рассматриваемых частотах

$$\sigma_{\max} = \frac{I}{4\pi^2 f^2 L_4 |\Delta C|},$$

где ΔC — разность между барьерной емкостью регулируемого диода и емкостью эквивалента.

Балансировка моста может производиться и при полностью открытом диоде, однако температурные характеристики регулирования в этом случае хуже, чем в рассмотренном варианте.

На рис. 2 представлены частотная и амплитудная характеристики усилителя. Амплитудная характеристика снималась на нескольких частотах полосы пропускания, и точки отсчета не выходили за пределы заштрихованной области. Ширина области учитывает и температурную нестабильность амплитудной характеристики при изменении температуры окружающей среды от $+20$ до $+60^\circ\text{C}$.

Частотная характеристика проверялась при нескольких уровнях входного сигнала. Следует отметить, что форма частотной характеристики при регулировании изменяется незначительно. Это свидетельствует об одинаковой глубине регулировки во всем диапазоне усиливаемых частот. По форме частотной характеристики можно также сделать заключение о достаточной высокой и не зависящей от уровня входного сигнала линейности фазовой характеристики усилителя.

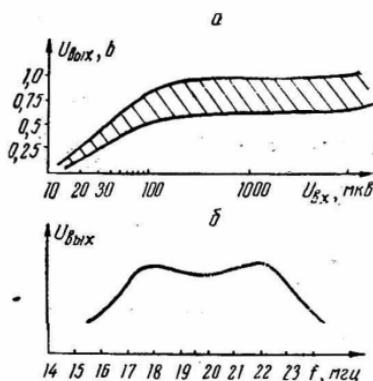


Рис. 2. Характеристики УПЧ:
а — амплитудная; б — частотная.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. Н. Шапиро. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников. Изд-во «Энергия» 1968.
2. И. М. Симонтов, В. М. Немировский. Анализ мостовых схем АРУ. «Теоретическая электротехника» 1969, № 7.