

Устройства и системы передачи, приема и обработки сигналов

Circuits and Systems for Receiving, Transmitting and Signal Processing

Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15302>

УДК 621.375.4



МЕТОДИКА РАСЧЕТА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ ПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

И.А. Ершов¹ ✉, Н.С. Данишевский²

^{1,2} Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

✉ ershov.ia@edu.spbstu.ru

Аннотация. Предложена система автоматической регулировки усиления (АРУ) с обратной связью. В качестве усилителя с изменяемым коэффициентом усиления используется резонансный усилитель. Регулировка коэффициента усиления происходит за счёт изменения угла отсечки тока усилителя. Управление углом отсечки осуществляется путём измерения мощности выходного сигнала усилителя пиковым детектором в режиме малого сигнала. Для достижения большей гибкости настройки системы применяется промежуточный усилитель по схеме с общим эмиттером. Требуемая глубина регулировки достигается при помощи расчёта коэффициента усиления промежуточного усилителя. Приведена методика расчёта данной системы АРУ. Методика использует теорию коэффициентов Берга. Предлагаемый подход позволил получить полностью аналитический расчёт. В качестве подтверждения справедливости методики рассчитана система АРУ с заданными динамическими диапазонами входного и выходного сигналов и проведено моделирование.

Ключевые слова: авторегулировка усиления, усилитель с изменяемым коэффициентом усиления, методика расчета, угол отсечки тока, коэффициенты Берга, пиковый детектор

Для цитирования: Ершов И.А., Данишевский Н.С. Методика расчета системы автоматической регулировки усиления в усилителях приёмных устройств // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 3. С. 22–37. DOI: 10.18721/JCSTCS.15302

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15302>

UDC 621.375.4



DESIGN ALGORITHM OF AUTOMATIC GAIN CONTROL AMPLIFIER FOR RX

*I.A. Ershov*¹ ✉, *N.S. Danishevskiy*²

^{1,2} Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

✉ ershov.ia@edu.spbstu.ru

Abstract. Automatic Gain Control amplifier (AGC) with feedback loop is proposed. As a variable gain amplifier, we use bandpass amplifier. Automatic gain control is carried out by changing the current cutoff angle of the amplifier. We control the current cutoff angle by measuring power of output signal with the help of peak detector in low signal mode. Supportive amplifier allows us to achieve more tuning flexibility. Required gain tuning range is obtained by changing gain ration of the supportive amplifier. We propose a design algorithm of the AGC system. The algorithm is based on the Sonneborn–Berger score. The proposed method helps to achieve fully analytical computation. To prove algorithm validity, calculations and simulation were carried out.

Keywords: Automatic gain control, variable gain amplifier, design algorithm, current cutoff angle, Sonneborn–Berger score, peak detector

Citation: Ershov I.A., Danishevskiy N.S. Design algorithm of automatic gain control amplifier for RX. *Computing, Telecommunications and Control*, 2022, Vol. 15, No. 3, Pp. 22–37. DOI: 10.18721/JCSTCS.15302

Введение

Системы автоматической регулировки усиления (APУ) играют важную роль в устройствах приёма и обработки сигналов с большим динамическим диапазоном. Они используются в таких устройствах, как слуховые аппараты [1], системы оптической связи [2, 3].

Кроме того, системы APУ широко применяются в устройствах беспроводной связи для регулирования коэффициента усиления приёмных трактов [4]. Система APУ изменяет коэффициент усиления усилителей радиочастоты и промежуточной частоты (УРЧ), (УПЧ), тем самым устраняя возможную перегрузку следующих каскадов тракта при увеличении амплитуды входного сигнала.

Существует несколько основных структур системы APУ: с обратной связью [5, 6], с опережающей связью [7], с комбинированной связью [8]. В схемах с обратной связью система APУ обрабатывает сигнал с выхода усилителя. В этом случае известным недостатком является инерционность системы, обусловленная высокой избирательностью регулируемого усилителя. В схемах с опережающей связью сигнал поступает сразу на систему APУ и, далее, на усилительный каскад. Недостатком такого решения является необходимость в дополнительном усилительном каскаде перед системой APУ для повышения чувствительности регулировки. В комбинированных схемах используются оба рассмотренных выше подхода.

Основными характеристиками системы APУ являются глубина регулировки и время установления. Глубина регулировки характеризуется коэффициентом глубины регулирования $\gamma = K_{\max} / K_{\min}$, где K_{\max} , K_{\min} – максимальный и минимальный коэффициенты усиления входного сигнала соответственно. Время установления определяется как время переходных процессов системы при нулевых начальных условиях.

В статье [5] предложена схема автоматической регулировки усиления с обратной связью, в которой используются два усилителя с изменяемым коэффициентом усиления. Характеристики предложенной схемы следующие: $t_{уст} = 12$ нс, $\gamma = 28,5$ дБ при изменении сигнала от минус 10 до +18,5 дБ. В [6] используют четыре каскада усилителей с изменяемым коэффициентом усиления, что позволяет увеличить глубину регулировки. В результате добиваются $\gamma = 42$ (дБ), в диапазоне от 3 до 45 дБ. Однако время установления также увеличивается до $t_{уст} = 20$ нс. Важной характеристикой является величина динамического диапазона приёмника. В статье [9] рассмотрена схема, реализующая динамический диапазон 95 дБ. Для достижения такого результата применяются два блока АРУ, один – на радиочастоте (RFAGC), другой – на промежуточной частоте (IFAGC). RFAGC обеспечивает динамический диапазон 70 дБ, IFAGC предназначен для достижения необходимого отношения сигнал/шум и обеспечивает динамический диапазон 55 дБ. В статье [10] изучена схема АРУ для модуля Bluetooth, работающего в двух режимах. Предложенная система автоматической регулировки усиления состоит из двух основных блоков – блока грубой и точной настройки. В результате грубой настройки определяются уровень усиления – высокий, средний или низкий. Далее производится точная настройка и проверка коэффициента усиления с заданным значением. В статье [11] рассмотрен способ увеличения динамического диапазона цифровой схемы АРУ, позволяющий решить проблему сложности схемы и большой потребляемой мощности. Для решения задачи использована таблица поиска требуемого усиления (a gain lookup table). В результате алгоритм позволяет управлять сразу несколькими усилителями приёмного тракта и обеспечивает глубину регулировки 76 дБ. В статье [12] предложена цифровая система АРУ, состоящая из блоков грубой и точной настройки. Блок грубой настройки состоит из программируемого усилителя, задающего усиление. Блок точной настройки реализован по структуре с опережающей связью и состоит из квадратичного детектора и усилителя с изменяемым коэффициентом усиления. Реализованная схема обеспечивает глубину регулировки от 10 до 58 дБ.

Анализ публикаций показывает, что несмотря на широкое применение в расчётах систем АРУ присутствует элемент эмпирических методик. Как следствие, цель данной статьи – разработка методики расчёта аналоговой системы АРУ с обратной связью, в которой регулировка коэффициента усиления происходит за счёт изменения угла отсечки тока усилителя.

Структурная схема системы АРУ

Схема системы АРУ (рис. 1) содержит каскад усиления радиочастоты с изменяемым коэффициентом усиления (УРЧ) и его цепь управления (ЦУ), устройство формирования сигнала управления (УФСУ), пиковый детектор (ПД), в состав которого входит сглаживающий фильтр,

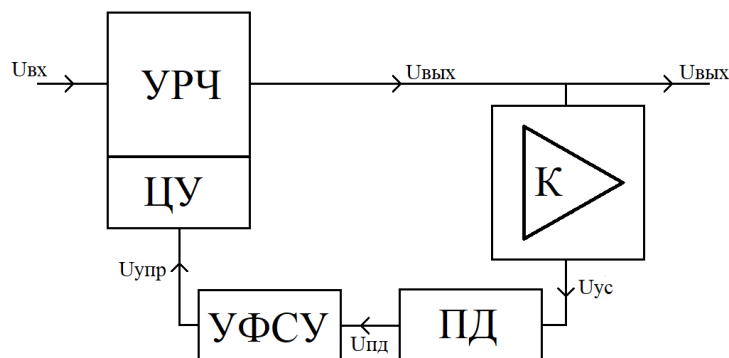


Рис. 1. Блок-схема системы автоматической регулировки усиления

Fig. 1. Block diagram of the automatic gain control system

дополнительный (вспомогательный) усилитель переменного сигнала с постоянным коэффициентом усиления K .

На вход УРЧ поступает сигнал $U_{\text{вх}}$, сигнал с выхода УРЧ $U_{\text{вых}}$ поступает на вход дополнительного усилителя. Переменный сигнал с выхода дополнительного усилителя $U_{\text{ус}} = KU_{\text{вых}}$ детектируется пиковым детектором, на выходе которого наблюдается сигнал $U_{\text{пд}}$, близкий к постоянному, зависящий от $U_{\text{ус}}$ согласно закону, соответствующему используемой схеме ПД. Сигнал $U_{\text{пд}}$ поступает на вход УФСУ, на выходе которого формируется постоянный сигнал $U_{\text{упр}}$, зависящий от $U_{\text{пд}}$. Далее сигнал управления поступает на вход ЦУ, настроенной таким образом, чтобы с ростом $U_{\text{вых}}$ уменьшался коэффициент усиления УРЧ. Система АРУ рассчитывается так, чтобы при заданном динамическом диапазоне входного сигнала, т. е. при значениях $U_{\text{вхmax}}$, $U_{\text{вхmin}}$, обеспечить требуемый динамический диапазон на выходе системы АРУ $U_{\text{выхmax}}$, $U_{\text{выхmin}}$.

Усилитель с изменяемым коэффициентом усиления

Усилитель с изменяемым коэффициентом усиления имеет в основе резонансный усилитель УКВ диапазона частот (рис. 2). Питание подается в узел Es . Расчёт усилителя производится по методике расчёта УРЧ, приведенной в [13]. Элементы УРЧ рассчитываются по заданному коэффициенту усиления $K_{\text{max}} = \frac{U_{\text{выхmin}}}{U_{\text{вхmin}}}$. В ходе расчёта определяются номиналы элементов R_c , L_c , C_c , R_e , C_e , а также напряжение смещения E_{c0} на базе транзистора Q_1 , при котором достигается значение коэффициента усиления, равное K_{max} .

Цепь управления

Регулировку коэффициента усиления осуществляет цепь управления, построенная по схеме усилителя с общим эмиттером на элементах Q_2 , R_1 , R_2 (см. рис. 2). Для управления коэффициентом усиления требуется подавать постоянное управляющее напряжение $U_{\text{упр}}$ на базу транзистора Q_2 (вход U_{cont} , рис. 2). Регулировка усиления УРЧ обеспечивается путём изменения коллекторного тока транзистора Q_1 , в том числе изменением угла отсечки коллекторного тока θ , за счет изменения напряжения смещения E_c на его базе. Такой подход позволяет достичь глубины регулировки порядка десятков дБ при использовании одного усилительного каскада. Высшие гармоники, возникающие вследствие отсечки тока, фильтруются колебательным контуром в нагрузке усилителя. Таким образом, рассматриваемый усилитель с изменяемым коэффициентом усиления, в зависимости от величины управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$, может работать как усилитель классов A , $A-B$, B , C .

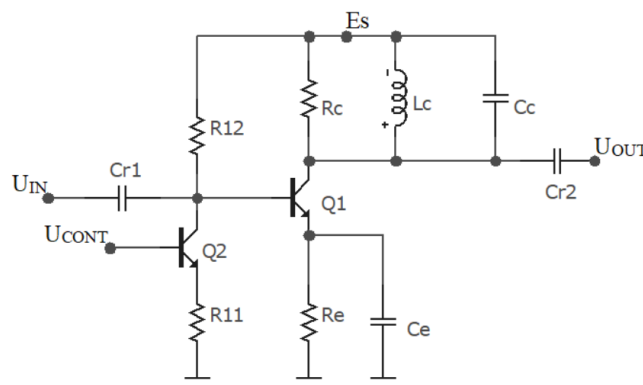


Рис. 2. Схема усилителя с изменяемым коэффициентом усиления

Fig. 2. Circuit of an amplifier with a variable gain

Определим напряжение смещения на базе транзистора Q_1 E_c как сумму $E_c = E_{c0} + \Delta E_c$, где E_{c0} – напряжение смещения, определенное при расчете УРЧ, близко к E_c при отсутствии входного переменного сигнала усилителя (соответствует управляющему напряжению $U_{упр0}$), ΔE_c – приращение напряжения смещения, обусловленное приращением управляющего напряжения $\Delta U_{упр}$. Тогда величины ΔE_c и $\Delta U_{упр}$ можно связать, используя известное выражение [14, с. 128] для приращения выходного напряжения каскада с общим эмиттером:

$$\Delta E_c = -\frac{g_{mQ2}R_1}{1 + g_{mQ2}R_2} \Delta U_{упр}, \quad (1)$$

где g_{mQ2} – передаточная проводимость транзистора Q_2 .

Анализ регулировки усиления УРЧ

Рассмотрим упрощенную схему УРЧ с изменяемым коэффициентом усиления (рис. 3). На базу транзистора Q_1 с соответствующих источников поступает постоянное смещение E_{cy} , и переменный сигнал $U_m \cos(\omega t)$. Найдем упрощенные выражения, связывающие амплитуду выходного сигнала УРЧ $U_{вых}^m$ с величинами U_m и E_{cy} .

Если проходная ВАХ транзистора представляется функцией $I_k = f(U_{бэ})$, то зависимость тока коллектора от времени определяется проходной ВАХ и значениями E_c и U_m : $i(t) = I_k = f(E_{cy} + U_m \cos(\omega t))$. При этом максимальное значение тока при фиксированных E_{cy} и U_m равно $i_{max} = f(E_{cy} + U_m)$ и может быть определено графически по проходной ВАХ транзистора.

При фиксированных E_{cy} и U_m , для нахождения приблизительного значения амплитуды первой гармоники тока коллектора I_1 , достаточно рассмотреть кусочно-линейную аппроксимацию проходной ВАХ транзистора, описываемую выражением

$$\begin{aligned} I_{\hat{e}} &= f(U_{бэ}) \approx S(U_{бэ} - E'_c), \quad U_{бэ} \geq E'_c; \\ I_{\hat{e}} &= f(U_{бэ}) = 0, \quad U_{бэ} < E'_c, \end{aligned} \quad (2)$$

где крутизна S – выбирается равной крутизне проходной ВАХ в точке $I_k = i_{max}$, то есть $S = \left. \frac{dI_k}{dU_{бэ}} \right|_{U_{бэ}=E_c+U_m}$, E'_c – напряжение отсечки коллекторного тока. Аппроксимирующая функция должна подчиняться условию:

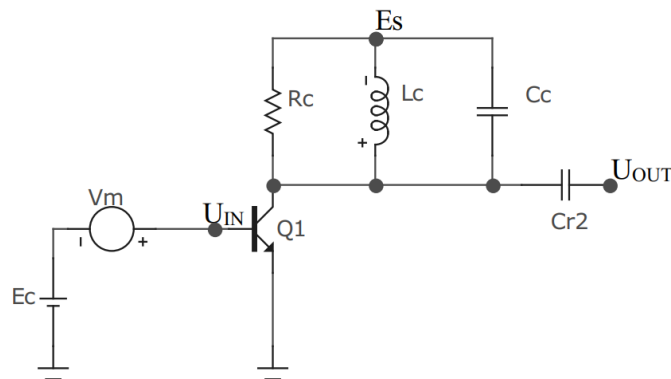


Рис. 3. Упрощенная схема усилителя с изменяемым коэффициентом усиления

Fig. 3. Simplified amplifier circuit with variable gain

$$I_k = f(E_{cy} + U_m) = i_{\max}. \quad (3)$$

Из выражений (2), (3) определяется напряжение отсечки:

$$E'_c = E_{cy} + U_m - \frac{i_{\max}}{S}. \quad (4)$$

Для нахождения угла отсечки θ воспользуемся известной формулой [15, с. 20]:

$$\cos(\theta) = -\frac{E_{cy} - E'_c}{U_m}. \quad (5)$$

Подставив выражение (4) в выражение (5), получим выражение для нахождения угла отсечки коллекторного тока:

$$\theta = \arccos\left(1 - \frac{i_{\max}}{SU_m}\right). \quad (6)$$

Амплитуда первой гармоники тока, имеющего форму усеченных косинусоидальных импульсов, описывается выражением [15, с. 25]

$$I_1 = i_{\max} \alpha_1(\theta), \quad (7)$$

где $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент Берга, соответствующий углу отсечки θ .

Таким образом, для определения амплитуды выходного сигнала достаточно, зная E_{cy} и U_m , определить по проходной ВАХ транзистора Q_1 значение тока i_{\max} и крутизны S в точке $U_{бэ} = E_{cy} + U_m$. Затем по формуле (6) найти угол отсечки тока θ , после чего определить коэффициент Берга $\alpha_1(\theta)$ как табличную величину или по формуле:

$$\alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin(\theta)\cos(\theta)}{\pi(1 - \cos(\theta))}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi. \quad (8)$$

Первая гармоника выходного напряжения усилителя с изменяемым коэффициентом усиления выражается как:

$$U_1 = U_{\text{вых}} = i_{\max} \alpha_1(\theta) R_k, \quad (9)$$

где R_k – сопротивление нагрузки.

Для расчёта предлагаемой системы АРУ необходимо определить E_{cy} по заданным величинам $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$. В этом случае предлагаем использовать следующее приближение. Так как начальная область проходной ВАХ транзистора подчиняется экспоненциальному закону $I_k \sim \exp(U_{бэ})$, крутизна проходной ВАХ также подчиняется экспоненциальному закону $S(U_{бэ}) = (dI_c)/(dU_{бэ}) \sim \exp(U_{бэ})$. Из этого следует, что отношение i_{\max}/S в формуле (6) можно считать постоянным:

$$\frac{i_{\max}}{S} \cong \text{const}(E_{cy}, U_m). \quad (10)$$

Таким образом, согласно (6), угол отсечки коллекторного тока проявляет зависимость только от амплитуды входного сигнала. Тогда, для определения E_{cy} , достаточно определить по одной точке начального участка проходной ВАХ отношение (10); по формуле (6), с учетом $U_m = U_{вх}$, вычислить угол отсечки θ ; определить $\alpha_1(\theta)$. i_{max} находится по формуле, следующей из выражения (9):

$$i_{max} = \frac{U_{вых}}{\alpha_1(\theta) R_k}. \quad (11)$$

Далее, по проходной ВАХ определяем сумму $E_{cy} + U_m$, соответствующую найденному значению i_{max} . Так как $U_m = U_{вх}$, из найденной суммы однозначно определяется E_{cy} . При расчете E_{cy} для полной схемы УРЧ (см. рис. 1) следует учитывать резистор в цепи эмиттера R_e . На резисторе R_e присутствует постоянная составляющая напряжения, равная $U_e = i_{max} \cdot \alpha_0(\theta) \cdot R_e$. Таким образом, напряжение смещения для полной схемы вычисляется по формуле:

$$E_c = E_{cy} + i_{max} \alpha_0(\theta) R_e. \quad (12)$$

Анализ работы схемы пикового детектора

Пиковый детектор построен по схеме транзисторного коллекторного детектора (рис. 4). Детектор состоит из нелинейного усилителя и ФНЧ, образованного выходным сопротивлением нелинейного усилителя и конденсатором Cd . Нелинейный усилитель состоит из $p-n-p$ транзистора $Q7$, сопротивления нагрузки Rd и базового делителя на элементах $Q6, R9$. Приведенная схема базового делителя обеспечивает работу транзистора $Q7$ в нелинейной области ВАХ, в результате чего форма тока коллектора транзистора $Q7$ искажается, и в нём появляется постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде входного сигнала ПД. Делитель состоит из транзистора $Q6$, аналогичного транзистору $Q7$, но в диодном включении, и резистора большого номинала $R9$. Напряжение на диоде $Q6$ равно напряжению «база-эмиттер» транзистора $Q7$: $U_{Q6} = U_{бэQ7}$.

Построив ВАХ диода $Q6$ и нагрузочную прямую резистора $R9$ (рис. 5), легко убедиться, что смещение на базе $Q7$ близко к напряжению отсечки и обеспечивает малые токи покоя и нелинейный режим работы транзистора $Q7$. Номинал резистора $R9$ выбирается достаточно большим, чтобы обеспечить слабо запертое состояние транзистора $Q7$. Условие, ограничивающее сопро-

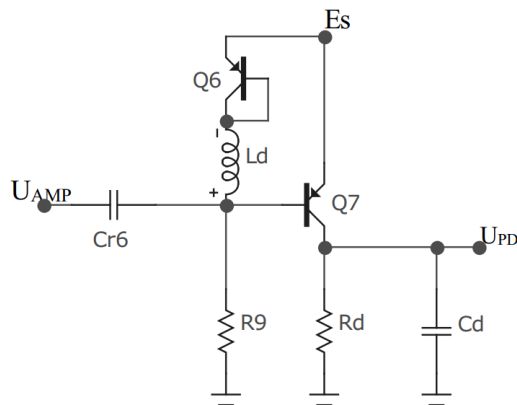


Рис. 4. Схема транзисторного пикового детектора

Fig. 4. Diagram of a transistor peak detector

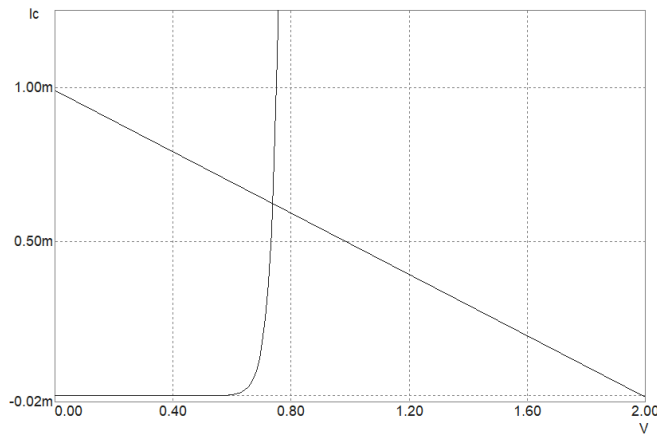


Рис. 5. ВАХ диода $Q6$ и нагрузочная прямая резистора $R9$
 Fig. 5. The VAC of the $Q6$ diode and the load line of the resistor $R9$

тивление $R9$ сверху, гласит: ток через элементы $Q6$, $R9$ должен значительно превосходить базовый ток транзистора $Q7$.

Кроме перечисленных элементов, в схему ПД включена индуктивность Ld , обладающая нулевым сопротивлением по постоянному току и большим сопротивлением по переменному току. Ld позволяет избежать появления искажений во входном сигнале, связанных с особенностями базового делителя, имеющего в своем составе нелинейный элемент (транзистор в диодном включении). Номинал катушки выбирается из условия $\omega Ld \sim R9$.

Так как пиковый детектор в данной схеме работает в режиме детектирования малого сигнала, его детекторная характеристика может быть найдена путём разложения тока коллектора транзистора $Q7$ в ряд Тейлора, аналогично подходу, описанному в [16] для определения детекторной характеристики диодного детектора. Детекторная характеристика рассматриваемого ПД описывается выражением:

$$\Delta U_{\text{ПД}} = \frac{S'R_{\text{ПД}}}{4} U_{\text{вхПД}}^2, \quad (13)$$

где $U_{\text{вхПД}}$ – амплитуда входного сигнала ПД, S' – производная от крутизны транзистора $Q7$ в рабочей точке (при $U_{\text{вхПД}} = 0$), $R_{\text{ПД}}$ – сопротивление нагрузки ПД (на схеме обозначен как Rd). Кроме того, на выходе ПД присутствует статическая составляющая сигнала $U_{\text{ПД0}}$, определяемая в ходе анализа по постоянному току. Сигнал на выходе ПД можно представить в виде суммы статической составляющей и приращения, обусловленного наличием переменного входного сигнала:

$$U_{\text{ПД}} = U_{\text{ПД0}} + \Delta U_{\text{ПД}}. \quad (14)$$

Устройство формирования сигнала управления

Цепь управления коэффициентом усиления УРЧ является каскадом с общим эмиттером на p - r - n транзисторе $Q2$. Для её корректной работы требуется обеспечить активный режим работы транзистора $Q2$ (см. рис. 2). В то же время, на выходе ПД формируется постоянное напряжение $U_{\text{ПД}}$. Если подавать отрицательное значение $U_{\text{ПД}}$ на базу транзистора $Q2$, транзистор будет находиться в режиме отсечки. Следовательно, между выходом ПД и входом ЦУ необходимо установить такое устройство формирования сигнала управления, чтобы напряжение на входе ЦУ

принимало значение $U_{упр} = U_{упр0} + \Delta U_{упр}$, где $U_{упр0}$ – управляющее напряжение в статическом режиме (при отсутствии сигнала на входе УРЧ), достаточное для обеспечения активного режима работы $Q2$, $\Delta U_{упр}$ – приращение управляющего напряжения, пропорциональное приращению напряжения на выходе ПД $\Delta U_{выхПД}$.

В качестве цепи формирования управляющего сигнала используется эмиттерный повторитель на $p-n-p$ транзисторе (рис. 6). Номинал резистора $R10$ повторителя выбирается, исходя из условия $I_{эQ8} \gg I_{бQ2}$, где $I_{эQ8}$ – ток эмиттера транзистора $Q8$, $I_{бQ2}$ – ток базы транзистора $Q2$ в стационарном режиме. Управляющее напряжение, формируемое эмиттерным повторителем, описывается приближительным выражением:

$$U_{упр} \cong 0,7 + U_{ПД0} + \Delta U_{ПД}. \quad (15)$$

Настройка цепи управления УРЧ

После расчёта блоков УРЧ, ПД и УФСУ необходимо провести настройку цепи управления УРЧ по постоянному току. Для этого выбирается ток коллектора транзистора цепи управления $I_{кQ2}$ таким образом, чтобы выполнялось условие

$$I_{кQ2} \gg I_{бQ1}, \quad (16)$$

где $I_{бQ1}$ – базовый ток транзистора $Q1$.

Стационарное управляющее напряжение, поступающее на базу $Q2$ с УФСУ, принимается равным

$$U_{упр0} \cong 0,7 + U_{ПД0}. \quad (17)$$

В этом случае резистор $R2$ рассчитывается по следующей формуле:

$$R2 = \frac{U_{упр0} - U_{бэQ2}}{I_{кQ2}} \cong \frac{0,7 + U_{ПД0} - U_{бэQ2}}{I_{кQ2}}, \quad (18)$$

где $U_{бэQ2}$ – напряжение база-эмиттер транзистора $Q2$, обеспечивающее ток коллектора равным заданному значению $I_{кQ2}$.

Так как формула (14) является приближительной, требуется подстройка резистора $R2$ с использованием результатов анализа схемы по постоянному току. Номинал резистора $R1$ вычисляется таким образом, чтобы напряжение смещения на базе транзистора $Q1$ по постоянному току было равно значению $E_{с0}$, найденному в ходе расчета УРЧ:

$$R1 = \frac{E_{пит} - E_{с0}}{I_{кQ2}}. \quad (19)$$

Методика расчёта коэффициента усиления дополнительного усилителя

Система АРУ должна изменять коэффициент усиления УРЧ таким образом, чтобы обеспечивалась заданная глубина регулировки. Для достижения достаточного коэффициента регулировки усиления, перед ПД установлен дополнительный каскад усиления (рис. 7).

В статическом режиме дополнительный усилитель не влияет на работу схемы. Согласно изложенным выше выкладкам, при отсутствии входного сигнала смещение на базе транзистора $Q1$

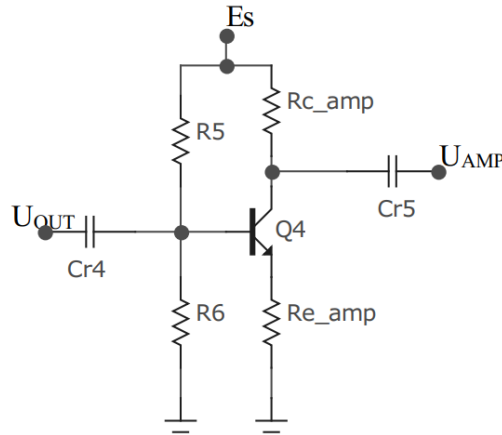


Рис. 7. Схема промежуточного каскада усиления
Fig. 7. Diagram of the intermediate gain stage

УРЧ равно значению E_{c0} , и коэффициент усиления малого сигнала усилителем достигает значения $K_{\max} = \frac{U_{\text{ВЫХmin}}}{U_{\text{ВХmin}}}$. Так как обычно значение $U_{\text{ВХmin}}$ мало, то коэффициент усиления сигнала, соответствующего нижней границе динамического диапазона, близок к значению K_{\max} . То есть система АРУ удовлетворяет требованиям по нижней границе динамического диапазона. Таким образом, расчёт дополнительного усилителя сводится к обеспечению на выходе системы АРУ сигнала $U_{\text{ВЫХmax}}$ при подаче на вход системы сигнала $U_{\text{ВХmax}}$.

Расчёт коэффициента усиления дополнительного усилителя проводится по приведенному ниже алгоритму:

- 1) Определяем отношение (10) по экспоненциальной области проходной ВАХ транзистора Q1.
- 2) По формуле (6) находим угол отсечки θ , приняв $U_m = U_{\text{ВХmax}}$.
- 3) Находим значения коэффициентов Берга для найденного угла отсечки $\alpha_0(\theta)$, $\alpha_1(\theta)$.
- 4) Определяем i_{\max} по формуле (11); по проходной ВАХ транзистора Q1 определяем значение $E_{cy} + U_m$, соответствующее найденному i_{\max} ; определяем E_{cy} , зная, что $U_m = U_{\text{ВХmax}}$.
- 5) Находим смещение E_c для полной схемы УРЧ по формуле (12).
- 6) Находим приращение напряжения смещения на базе транзистора Q1 УРЧ, необходимое для достижения требуемой глубины регулировки как $\Delta E_c = E_c - E_{c0}$.
- 7) Согласно формулам (1), (13), (15), ΔE_c выражается через $U_{\text{вхПД}}^2$ следующим образом:

$$|\Delta E_c| = \frac{g_{mQ2} R1}{1 + g_{mQ2} R2} \frac{S' R_{\text{ПД}}}{4} U_{\text{вхПД}}^2. \quad (20)$$

- 8) Из формулы (20) выражаем $U_{\text{вхПД}}$, необходимое для достижения требуемой глубины регулировки:

$$U_{\text{вхПД}} = 2 \sqrt{\frac{|\Delta E_c| (1 + g_{mQ2} R2)}{S' R_{\text{ПД}} g_{mQ2} R1}}. \quad (21)$$

- 9) Так как входной сигнал ПД является выходным сигналом дополнительного усилителя, его коэффициент усиления определяется формулой:

$$K_{yc} = \frac{U_{вхПД}}{U_{ВыХmax}}. \quad (22)$$

10) Усилитель рассчитывается стандартным образом по коэффициенту усиления K_{yc} .

Каскад с общим коллектором

Для согласования дополнительного усилителя с УРЧ и пиковым детектором используется схема усилителя с общим коллектором (рис. 8). Данная схема обладает высоким входным сопротивлением, порядка 1–10 кОм, и низким выходным сопротивлением порядка 10–100 Ом.

Моделирование УРЧ с системой АРУ

В качестве примера по приведенной выше методике рассчитана система авторегулировки усиления для частоты $f = 30$ МГц, соответствующей диапазону УКВ. Напряжение питания схемы составляет $E_s = 2$ В. Использовавшиеся в расчёте значения входного и выходного динамического диапазона УРЧ представлены в табл. 1. Схема УРЧ с системой АРУ показана на рис. 9.

Таблица 1

Входной и выходной динамический диапазон системы

Table 1

Input and output dynamic range of the system

Параметр	$U_{ВХmin}, мВ$	$U_{ВХmax}, мВ$	$U_{ВыХmin}, мВ$	$U_{ВыХmax}, мВ$
Значение	0,5	50	5	15

Все транзисторы схемы типа NPN имеют следующие параметры:

MODEL BFP520 NPN (BF = 235 BR = 1.5 CJC = 9.3E – 14 CJE = 2.35E – 13 FC = 0.5 IKF = 0.4 IKR = 0.01 IS = 1.5E – 17 ISC = 2E – 14 ISE = 2.5E – 14 ITF = 0.7 MJC = 0.236 MJE = 0.335 MJS = 0.333 NE = 2 PTF = 50 RB = 11 RBM = 7.5 RC = 7.6 RE = 0.6 TF = 1.7E – 12 TR = 5E – 08 VAF = 25 VAR = 2 VJC = 0.661 VJE = 0.958 VJS = 0.75 VTF = 5 XTB = –0.25 XTF = 10 XTI = 0.035).

Все транзисторы схемы типа PNP имеют следующие параметры:

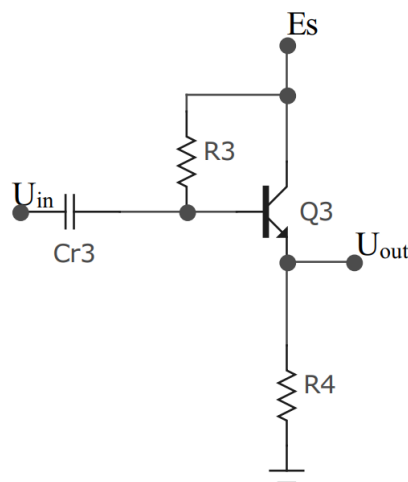


Рис. 8. Схема усилителя с общим коллектором
Fig. 8. Diagram of an amplifier with a common collector

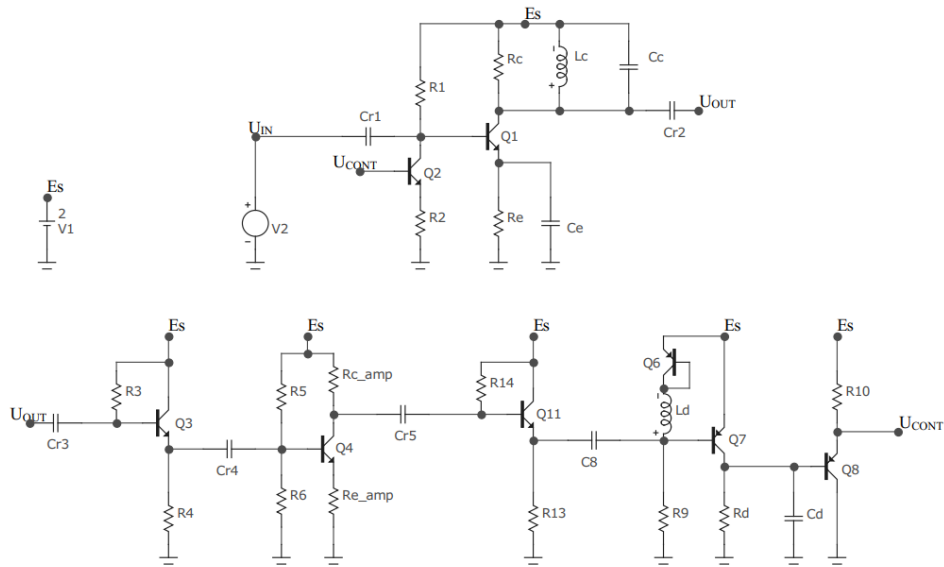


Рис. 9. Схема УРЧ с системой АРУ
 Fig. 9. The RF scheme with the AGC system

MODEL BFT92 PNP (BF = 3.35815E + 001 BR = 4.94721E + 000 CJC = 9.37103E - 013 CJE = 7.46659E - 013 EG = 1.11000E + 000 FC = 7.67856E - 001 IKF = 9.95381E - 002 IKR = 5.28157E - 003 IRB = 1.00000E - 006 IS = 4.37563E - 016 ISC = 3.58864E - 014 ISE = 8.70539E - 014 ITF = 1.00000E - 003 MJC = 1.99949E - 001 MJE = 3.56829E - 001 NC = 1.39333E + 000 NE = 1.94395E + 000 NF = 1.00972E + 000 NR = 1.00254E + 000 PTF = 4.50000E + 001 RB = 5.00000E + 000 RBM = 5.00000E + 000 RC = 1.00000E + 001 RE = 1.00000E + 000 TF = 1.74921E - 011 TR = 8.42200E - 009 VAF = 2.33946E + 001 VAR = 3.90385E + 000 VJC = 3.96455E - 001 VJE = 6.00000E - 001 VJS = 7.50000E - 001 VTF = 1.55654E - 001 XCJC = 1.06000E - 001 XTF = 1.35455E + 000 XTI = 3.00000E + 000).

Полученные при расчете номиналы элементов схемы представлены в табл. 2.

Для моделирования полученной схемы использовался пакет Micro-Cap. На рис. 10, 11 приведены переходные процессы в системе АРУ при амплитудах входного сигнала, соответствующих

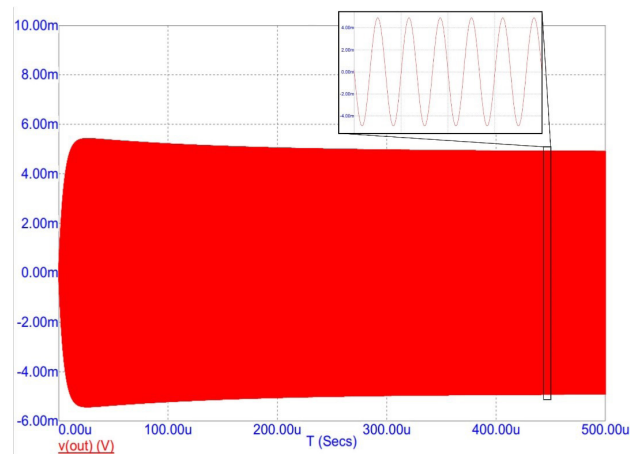


Рис. 10. Переходный процесс усилителя при амплитуде входного сигнала 0,5 мВ
 Fig. 10. The transient process of the amplifier at an input signal amplitude of 0.5 mV

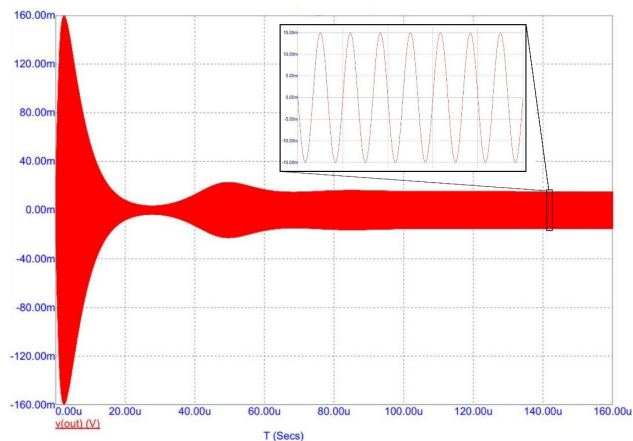


Рис. 11. Переходный процесс в усилителе при амплитуде входного сигнала 50 мВ
 Fig. 11. The transient process in the amplifier at an input signal amplitude of 50 mV

нижней и верхней границам динамического диапазона. Графики демонстрируют огибающую и форму сигнала. Согласно рисункам, время установления $t_{уст}$ варьируется от 80 мкс до 200 мкс в зависимости от амплитуды входного сигнала.

Таблица 2

Номиналы элементов схемы

Table 2

Nominal values of circuit elements

Элемент	Значение	Элемент	Значение	Элемент	Значение
Rc	275	R5	800	Cr4	20 n
Re	200	R6	1,16 k	Cr5	20 n
Rc _{amp}	300	R7	10,3 k	Cr6	20 n
Re _{amp}	150	R8	500	Cc	9,24 n
Rd	600	R9	2,15 k	Ce	100 n
R1	360	R10	500	Cd	4,2 n
R2	50	Cr1	500 n	Lc	3 n
R3	10,3 k	Cr2	20 n	Ld	5 u
R4	500	Cr3	20 n	—	—

Рис. 12 иллюстрирует динамическую характеристику системы автоматической регулировки усиления.

В табл. 3 приведено сравнение расчётных и экспериментальных значений амплитуд выходного сигнала для нижней и верхней границы динамического диапазона входного сигнала.

Заключение

В данной статье предложена методика расчёта системы АРУ для радиоприёмных устройств диапазона УКВ. Основная идея системы заключается в управлении углом отсечки коллекторного тока усилителя, что позволяет достигать глубины регулировки порядка нескольких десятков

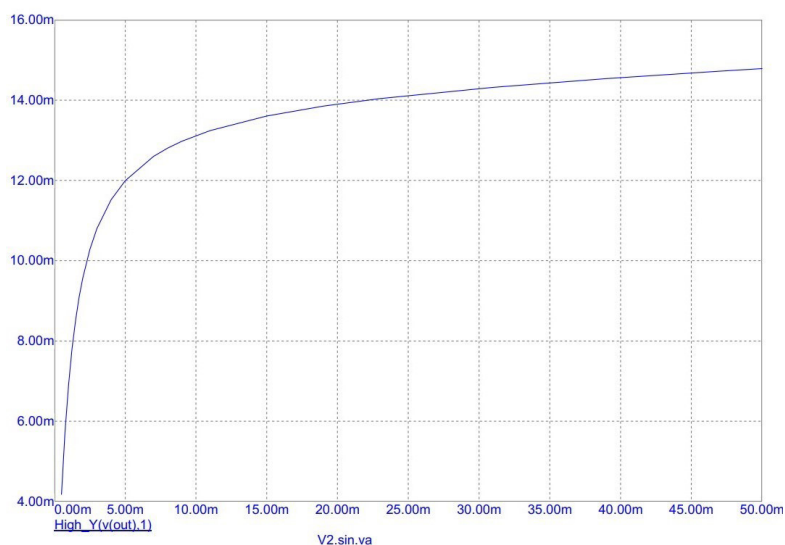


Рис. 12. Динамическая характеристика УРЧ с включенной системой АРУ

Fig. 12. Dynamic characteristics of the RF with the AGC system enabled

Таблица 3

Сравнение рассчитанных и экспериментальных значений амплитуд выходного сигнала

Table 3

Comparison of calculated and experimental values of output signal amplitudes

U_{BX} , мВ	$U_{\text{ВЫХ}}_{\text{РАСЧ}}$, мВ	$U_{\text{ВЫХ}}_{\text{ЭКСП}}$, мВ
0,5	5,0	4,9
50,0	15,0	14,9

децибел. В качестве примера приведены номиналы устройства, рассчитанного согласно предложенной методике, для обеспечения глубины регулировки $\gamma = 30$ дБ. Относительная погрешность метода, определённая в ходе моделирования рассчитанной схемы в среде Micro-Cap, составляет не более 2 %. Время установления устройства не превышает 200 мкс.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Baker M.W., Sarpeshkar R. Low-power single-loop and dual-loop AGCs for bionic ears // IEEE Journal of Solid-State Circuits. Sept. 2006. Vol. 41, no. 9. Pp. 1983–1996. DOI: 10.1109/JSSC.2006.880599
2. Ikeda H., Ohshima T., Tsunotani M., Seki S., Kimura T. Auto gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10 Gbps optical communication systems // IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symp. 22nd Annual Technical Digest 2000. (Cat. No. 00CH37084). Pp. 193–196. DOI: 10.1109/GAAS.2000.906321
3. Deng Shijie, Cleary E., McAuliffe M.A., Lewis L. Design of an auto-gain control transimpedance amplifier for optical sensing applications // 27th Irish Signals and Systems Conf. (ISSC). 2016. Pp. 1–5. DOI: 10.1109/ISSC.2016.7528459

4. **Jeon O., Fox R.M., Myers B.A.** Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Oct. 2006. Vol. 41, no. 10. Pp. 2291–2300. DOI: 10.1109/JSSC.2006.881548
5. **Wang I.-Hsin, Liu Shen-Iuan.** A 0.18- μm CMOS 1.25-Gbps automatic-gain-control amplifier // *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*. Feb. 2008. Vol. 55, no. 2.
6. **Hongwei Guo, Zhiqun Li, Aiyuan Miao, Xiaowei Wang, Zhennan Li.** An automatic gain control amplifier with linear-in-dB gain in 22 nm CMOS // *The 6th Internat. Conf. on Integrated Circuits and Microsystems*. 2021. DOI: 10.1109/ICICM54364.2021.9660341
7. **Nagy L., Arbet D., Kovac M., Stopjakova V.** Towards automatic gain control low-power amplifier in 130 nm CMOS technology // *Internat. Conf. on Applied Electronics (AE)*. Pilsen, Czech Republic, 6-7 Sept. 2016.
8. **Alegre J.P., Calvo B., Celma S., Azna F.** CMOS combined feedforward/feedback AGC circuit for VHF applications // *53rd IEEE Internat. Midwest Symp. on Circuits and Systems*. Zaragoza, Spain, 1-4 Aug. 2010.
9. **Xiaofeng He, Yuanjin Zheng, Chengyan Ma, Tianchun Ye.** A 95 dB dynamic range automatic gain control circuits and systems for multi-standard digital TV tuner // *IEEE Internat. Symp. on Circuits and Systems (IS-CAS)*, June 2014.
10. **Kishan Maladkar, H.V. Ravish Aradhya.** Design and implementation of automatic gain control unit for dual-mode Bluetooth // *Proc. of the 6th Internat. Conf. on Communication and Electronics Systems (IC-CES-2021)*, July 2021.
11. **Naikang Zhang, Zhiping Wen, Xunping Hou, Wu Wen.** Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers // *17th IEEE Internat. Conf. on Communication Technology*, Oct. 2017.
12. **Xin Cheng, Guangjun Xie, Zhang Zhang, Yizhong Yang.** Fast-settling feedforward automatic gain control based on a new gain control approach // *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*. Sept. 2014. Vol. 61, no. 9.
13. **Коротков А.С.** Устройства приема и обработки сигналов. Микроэлектронные высокочастотные устройства радиоприемников систем связи. СПб.: Изд-во Политех. ун-та, 2010. 223 с.
14. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Т. I: Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2008. 832 с.
15. **Белов Л.А., Благовещенский М.В., Богачев В.М.** Радиопередающие устройства. М.: Радио и связь, 1982. 408 с.
16. **Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И.** Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.

REFERENCES

1. **Baker M.W., Sarpeshkar R.** Low-power single-loop and dual-loop AGCs for bionic ears. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Sept. 2006, Vol. 41, no. 9, Pp. 1983–1996. DOI: 10.1109/JSSC.2006.880599.
2. **Ikeda H., Ohshima T., Tsunotani M., Seki S., Kimura T.** Auto gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10 Gbps optical communication systems. *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium. 22nd Annual Technical Digest 2000* (Cat. No. 00CH37084), 2000, Pp. 193–196. DOI: 10.1109/GAAS.2000.906321
3. **Deng Shijie, Cleary E., McAuliffe M.A., Lewis L.** Design of an auto-gain control transimpedance amplifier for optical sensing applications. *27th Irish Signals and Systems Conference (ISSC)*, 2016, Pp. 1–5. DOI: 10.1109/ISSC.2016.7528459
4. **Jeon O., Fox R.M., Myers B.A.** Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Oct. 2006, Vol. 41, no. 10, Pp. 2291–2300. DOI: 10.1109/JSSC.2006.881548
5. **Wang I.-Hsin, Liu Shen-Iuan.** A 0.18- μm CMOS 1.25-Gbps automatic-gain-control amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, Feb. 2008, Vol. 55, no. 2.

6. **Hongwei Guo, Zhiqun Li, Aiyuan Miao, Xiaowei Wang, Zhennan Li.** An automatic gain control amplifier with linear-in-dB gain in 22 nm CMOS. *The 6th International Conference on Integrated Circuits and Microsystems*, 2021. DOI: 10.1109/ICICM54364.2021.9660341
7. **Nagy L., Arbet D., Kovac M., Stopjakova V.** Towards automatic gain control low-power amplifier in 130 nm CMOS technology. *International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic, 6-7 Sept. 2016.
8. **Alegre J.P., Calvo B., Celma S., Azna F.** CMOS combined feedforward/feedback AGC circuit for VHF applications. *53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Zaragoza, Spain, 1-4 Aug. 2010.
9. **Xiaofeng He, Yuanjin Zheng, Chengyan Ma, Tianchun Ye.** A 95 dB dynamic range automatic gain control circuits and systems for multi-standard digital TV tuner. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, June 2014.
10. **Kishan Maladkar, H.V. Ravish Aradhya.** Design and implementation of automatic gain control unit for dual-mode Bluetooth. *Proceedings of the 6th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES-2021)*, July 2021.
11. **Naikang Zhang, Zhiping Wen, Xunping Hou, Wu Wen.** Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers. *17th IEEE International Conference on Communication Technology*, Oct. 2017.
12. **Xin Cheng, Guangjun Xie, Zhang Zhang, Yizhong Yang.** Fast-settling feedforward automatic gain control based on a new gain control approach. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, Sept. 2014, Vol. 61, no. 9.
13. **Korotkov A.S.** *Ustroystva priyema i obrabotki signalov. Mikroelektronnyye vysokochastotnyye ustroystva radiopriyemnikov sistem svyazi.* St. Petersburg: Politekh. Publ., 2010. 223 p. (rus)
14. **Tittse U., Shenk K.** *Poluprovodnikovaya skhemotekhnika.* Moscow: DMK Press, 2008. 832 p. (rus)
15. **Belov L.A., Blagoveshchenskiy M.V., Bogachev V.M.** *Radioperedayushchiye ustroystva.* Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1982. 408 p. (rus)
16. **Buga N.N., Falko A.I., Chistyakov N.I.** *Radiopriyemnyye ustroystva.* Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1986. 320 p. (rus)

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Ершов Илья Александрович
Илья А. Ershov
 E-mail: ershov.ia@edu.spbstu.ru

Данишевский Никита Сергеевич
Nikita S. Danishevskiy
 E-mail: danishevskij.ns@edu.spbstu.ru

Поступила: 22.09.2022; Одобрена: 28.09.2022; Принята: 04.12.2022.

Submitted: 22.09.2022; Approved: 28.09.2022; Accepted: 04.12.2022.