

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.2.3>

УДК: 621.375.134

СТАБИЛИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РЕГЕНЕРАТОРА

А.С. Мацаев

Статья поступила в редакцию 30 октября 2023 г.

Аннотация. Статья относится к области исследования физики перехода усилителя от агрегатного состояния усиления в агрегатное состояние генерации. Целью исследования является поиск возможности управления процессом перехода из одного состояния в другое, для реализации стабильного удержания устройства в заданной точке. Это даст возможность реализовать построение стабильных регенераторов. Получен теоритический вывод о возможности стабильной регенерации сигнала, для чего коэффициент стабилизации отрицательной обратной связи по постоянной, нулевой составляющей должен быть больше коэффициента регенерации или выигрыша в коэффициенте усиления за счет положительной обратной связи на частоте максимального усиления, а для резонансного усилителя – на резонансной частоте. Приводятся сведения, подтверждающие теоретические выводы и условия на примере некоторых технических решений и реализаций практических устройств. Демонстрируются многократные технические преимущества устойчивых регенераторов над традиционными усилительными устройствами, в том числе, по устойчивости к возбуждению паразитной генерации в широком динамическом диапазоне и диапазоне температур. Объясняется это тем, что устойчивый регенератор не может возбудиться дважды, устойчивое возбуждение – это нормальное агрегатное состояние регенерации входного сигнала. Также представляется значительное увеличение чувствительности и соответственно снижение собственных шумов на 9–10

порядков, улучшение ширины линейного динамического диапазона на 8-9 порядков. Демонстрируется улучшение полосы усиливаемых частот, не только в область минимизации, но также и в область значительного расширения, более чем на порядок, относительно предельно достижимого для конкретных образцов усилительного элемента, транзистора. Показывается и объясняется факт того, что зависимость коэффициента регенерации и добротности LC контура является частным случаем, только для LC регенераторов. Представленные широкополосные регенераторы используют полосковые вентили или широкополосные трансформаторы без LC-контура и обладают коэффициентом регенерации, что не противоречит теории и полезно на практике. Прогнозируются многократные улучшения в области построения систем и устройств маломощных сигналов, а также улучшение на несколько порядков основных технических характеристик систем связи, локации, физических, биологических, космических и иных измерений и исследований.

Ключевые слова: регенерация, генерация, устойчивость, обратная связь, нулевая составляющая, дрейф рабочей точки, тепловой шум, дробовый шум, флуктуационный шум.

Автор для переписки: Александр Степанович Мацаев, deoiks@yandex.ru

Введение

В настоящей статье развиваются и дополняются предыдущие теоретические [1] и практические [2, 3] исследования автора.

С целью точного определения предмета статьи и границ ее возможного влияния и зависимостей, в начале статьи необходимо конкретизировать глоссарий определения регенерации, как восстановление, возобновление, возмещение чего-либо в процессе развития, обработки, деятельности, работы. Например, это внутриклеточная или биологическая регенерация, регенерация материалов, отходов, окружающей среды, восстановление или регенерация изображения, регенерация радиосигналов и т.д.

Электронный регенератор для целей приема радиосигналов впервые запатентовал Э. Армстронг в 1914 г. [4], на основе изобретенного в 1913 г. лампового LC генератора А. Мейсснера [5]. Примечательно, что изобретение супергетеродинного и сверхрегенеративного приемников [6, 7], так же принадлежит Э. Армстронгу.

Регенерация имеет особую физику формирования выходного сигнала. Основополагающее значение здесь, имеет когерентная адаптивно временная свертка сигналов с коэффициентом регенерации от единиц до 10^5 и более, на фоне одновременного несинхронного и несинфазного суммирования шумовых составляющих. То же самое, только в формулировке, соответствующей времени публикации, говорится в описании патента [4]. При этом выяснено [8], что физические процессы проходят в условиях флуктуационного дрейфа рабочей точки или нулевой составляющей от шумов и сигналов. Флуктуационный дрейф нулевой составляющей от шумов так же нелинейно улучшает отношение сигнал/шум, поскольку формируется из энергии четных составляющих шума [8] и вносит свой вклад в увеличение коэффициента регенерации. Примечательно то, что влияние собственных шумов, вернее их нулевой составляющей, на флуктуационный дрейф рабочей точки определяет и объясняет сам факт возможности самовозбуждения генераторов и неустойчивых усилителей. Если по каким-либо причинам нет возможности формирования флуктуационного дрейфа рабочей точки за счет нулевой составляющей от шумов и сигналов, например, отсутствует возможность интегрального накопления нулевой составляющей [8], то не будет возможности возбуждения генерации, регенерации и паразитного самовозбуждения. В этом случае, классическая трехточка генератора возбуждаться не будет при любом коэффициенте положительной ОС, что демонстрируется далее в практической части статьи.

Электронная регенерация на протяжении более ста лет сохраняла репутацию неустойчивого усиления и оставалась неудобной для практического применения. В первой четверти, середине прошлого столетия ее вытеснили

более устойчивые устройства [6] и [7], несмотря на неоспоримое, общепризнанное, полное лидерство регенераторов в чувствительности, возможности получать рекордное соотношение сигнал/шум. Одновременно, не было сомнений в принципиальной устойчивости регенерации в общем понимании – как восстановление, возобновление, возмещение чего-либо в процессе развития, жизненного цикла, деятельности, обработки. Это касается регенерации биологической, окружающей среды, изображения, материалов и во многих других областях и направлениях. Последнее обстоятельство побудило автора усомниться в справедливости и неизбежности проявления главного недостатка электронного регенератора, обратится к поискам детализированных физических причин неустойчивости электронных регенераторов и возможности их устранения.

Обычно анализ электронного устройства на устойчивость завершается при получении вывода, что при определенном, анализируемом или заданном условии устройство может возбудиться и перейти в другое физическое состояние – состояние генерации. Что и как происходит между двумя состояниями усиления и генерации в известных автору публикациях не обнаружено в достаточном и понятном физическом объяснении. Работа автора посвящена изучению процессов в основном этого агрегатного и временного интервала, физике дрейфа рабочей точки от усиления до генерации, а также возможностям влияния и управления этим процессом.

Поскольку основные цели изучения физики дрейфа рабочей точки и соответственно выявления возможности управления этим процессом оказались достигнуты, проявились и стали активно развиваться на новых принципах различные направления технических реализаций электронных устройств, как уже известных, так и новых, не встречающихся ранее, что также в некоторой степени отражается в статье. Выявлено, что устойчивые регенераторы обладают недостижимыми ранее техническими возможностями и в них проявляются новые неизвестные ранее физические явления и особенности.

1. Анализ устойчивости.

Из известных работ в области теории усилительных устройств с ОС известно [9], что для устойчивости линейного усилителя с замкнутой цепью ОС по критерию Найквиста достаточно чтобы годограф $\dot{K}(\omega)\dot{\beta}(\omega)$ разомкнутой цепи ОС не охватывал единицу на вещественной оси комплексной плоскости. Здесь $\dot{K}(\omega)$ и $\dot{\beta}(\omega)$ есть передаточные функции соответственно усилителя и цепи ОС на частоте ω . В работах [10, 11] указывается, что при анализе устойчивости нелинейных и квазилинейных устройств необходимо исследовать устойчивость не только первой гармонической составляющей сигнала, но и высших гармонических составляющих (ВГС). В работе [11] говорится о необходимости учета кроме ВГС еще и нулевой составляющей от сигнала и дается методика приблизительного определения ее величины с учетом вклада в ее формирование нескольких частотных составляющих.

Анализ устойчивости транзисторных усилителей с положительной ОС требует более тщательного учета влияния именно нулевой составляющей.

В транзисторных усилителях появление зависящей от сигнала нулевой составляющей, может привести к дрейфу рабочей точки транзистора [8] и, следовательно, к динамическим изменениям основных режимов устройства, в том числе устойчивости, что и анализируется в статье.

Нулевая составляющая непосредственно влияет на дрейф рабочей точки транзистора и динамическое изменение рабочего режима транзистора даже для малых сигналов и шумов [8]. Причем, в работе [8] определяется динамический дрейф рабочей точки не только от воздействия всех ВГС, но также от воздействия всего действующего спектра шума, что и позволяет с высокой степенью точности анализировать устойчивость и строить принципиально устойчивые регенераторы.

Необходимо выявить аналитическую зависимость постоянной или нулевой составляющей входного сигнала транзистора от амплитуды всех ВГС и всего спектра шумов, определение которой можно вести параллельно [11] с

изучением устойчивости устройства по ВГС. Изучение устойчивости устройств по ВГС опирается на известные методы [10, 11]. Аналитическое определение постоянной или нулевой составляющей тока транзистора от амплитуды всех ВГС и шумов, а также оценка ее влияния на устойчивость транзисторных усилителей с ОС в известных автору публикациях других авторов не приводится.

В статье анализируется устойчивость регенератора, однако до момента нахождения условий устойчивости регенератора, удобно использовать синоним и называть регенератор усилителем с глубокой положительной обратной связью (УПОС). Анализ проводится с учетом воздействия нулевой составляющей сигнала или шумов при условии, что УПОС устойчив при анализе известными методами по первой гармонической составляющей и ВГС.

Исследуется влияние нелинейности эмиттерно-базового перехода (ЭП) биполярного транзистора на устойчивость УПОС в режиме малого сигнала. Показано численное дестабилизирующее влияние нелинейности ЭП транзистора, обосновываются теоретические условия и технические решения, позволяющие устранить влияние этой нелинейности на устойчивость УПОС и реализовать на его основе устойчивый регенератор.

Для анализа устойчивости используется эквивалентная схема усилителя рис. 1 с общим эмиттером без цепи ОС, где \dot{E}_c – ЭДС источника сигнала; R_c – внутреннее сопротивление источника сигнала; E_{cm} – ЭДС источника смещения рабочей точки транзистора; R_{cm} – внутреннее сопротивление источника смещения; R_H – сопротивление нагрузки, C_p – разделительный конденсатор. Транзистор представлен в виде основной модели [12] Эберса-Молла, где I_R и I_F – соответственно токи идеализированных диодов; α_N и α_I – прямой и инверсный коэффициент усиления транзистора в схеме с общей базой; $\alpha_N I_F$ и $\alpha_I I_R$ – токи внутренних управляемых источников.

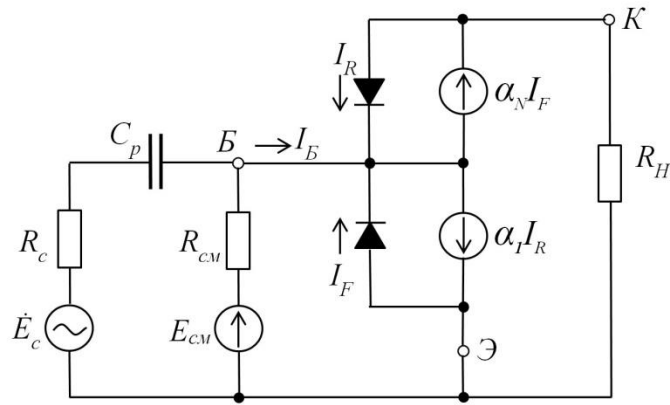


Рис. 1. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером.

Воспользуемся уравнением Эберса-Молла [12] для тока коллектора:

$$I_k = \alpha_N I_{F0} \left(\exp \frac{U_{\text{ЭП}}}{U_T} - 1 \right) - I_{R0} \left(\exp \frac{U_{\text{КП}}}{U_T} - 1 \right), \quad (1)$$

где I_{F0} и I_{R0} – токи насыщения диодов, смещенных в прямом и обратном направлениях; $U_{\text{ЭП}}$ и $U_{\text{КП}}$ – внутренние напряжения соответственно на эмиттерном и коллекторном переходах; $U_T = kT/e_0$ – термический потенциал ($U_T = 25,8$ мВ для кремния при нормальной температуре [13 стр.87]); e_0 – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

Далее будем рассматривать малосигнальный режим, при котором коллекторный переход транзистора всегда остается обратно смещенным. В этом случае вторым слагаемым выражения (1) можно пренебречь, так как его вклад меньше вклада первого слагаемого в 10^3 - 10^4 раз.

Пусть $E_{\text{см}}$ обеспечивает на ЭП транзистора постоянное смещение $U_{\text{см}}$, а \dot{E}_c – электродвижущая сила сигнала наводит на эмиттерно-базовом переходе переменную составляющую $U_c \sin \omega t$. Для упрощения начальную фазу будем считать равной нулю. В этом случае, можно считать, что на эмиттерно-базовый переход будет воздействовать [16] суммарное напряжение:

$$U_{\text{ЭП}} = U_{\text{см}} + U_c \sin \omega t. \quad (2)$$

Для определения внутреннего тока, а через него и напряжения ЭП можно воспользоваться выражением:

$$I_k = \alpha_N I_{F0} \left(\exp \frac{U_{\text{см}}}{U_T} \exp \frac{U_c \sin \omega t}{U_T} - 1 \right). \quad (3)$$

Разложение $\exp \frac{U_c \sin \omega t}{U_T}$ в степенной ряд [16] дает:

$$\exp \frac{U_c \sin \omega t}{U_T} = 1 + \frac{U_c \sin \omega t}{U_T \cdot 1!} + \frac{U_c^2 \sin^2 \omega t}{U_T \cdot 2!} + \frac{U_c^3 \sin^3 \omega t}{U_T \cdot 3!} + \dots + \frac{U_c^n \sin^n \omega t}{U_T \cdot n!} + \dots \quad (4)$$

Т.е. на нелинейности ЭП транзистора энергия возбуждающего сигнала (2), перераспределится между гармоническими составляющими в соответствии с компонентами степенного ряда (4). Для нахождения постоянной или нулевой составляющей от всех гармонических составляющих сигнала необходимо проанализировать выражение (4).

Из выражения степенной функции $\sin^n \omega t$ известно [17, прил.1], что постоянную составляющую

$$b(\sin^{2n} \omega t) = \frac{1}{2^{2n}} \binom{2n}{n} = \frac{1}{2^{2n}} C_{2n}^n = \frac{1}{2^n \cdot n!} \quad (5)$$

имеют только четные степени функции.

С учетом (5) получаем быстро сходящийся ряд, определяющий постоянную составляющую выражения (4):

$$\xi = 1 + \frac{\Psi^2}{(2!)^2 \cdot 2^2} + \frac{\Psi^4}{(4!)^2 \cdot 2^4} + \frac{\Psi^6}{(6!)^2 \cdot 2^6} + \dots + \frac{\Psi^{2m}}{((2m)!)^2 \cdot 2^{2m}} + \dots = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Psi^{2m}}{((2m)!)^2 \cdot 2^{2m}}, \quad (6)$$

где $\Psi = \frac{U_c}{U_T}$.

Из (3) и (6) следует, что после подачи сигнала появится положительное приращение постоянной составляющей коллекторного тока

$$\Delta i_{k_0} = \alpha_{NIF0} (\xi - 1) \exp \frac{U_{CM}}{U_T} = (i_{k_0} - \alpha_{NIF0}) (\xi - 1) \approx i_{k_0} (\xi - 1). \quad (7)$$

Приближенное равенство (7) справедливо, т.к. i_{k_0} значительно (примерно в 10^8 - 10^9 раз) больше α_{NIF0} .

В работе [8] показано, что даже в отсутствии входного сигнала аналогичный дрейф рабочей точки транзистора происходит от воздействия собственных тепловых и дробовых шумов на эмиттерно-базовый переход транзистора. Здесь в соответствии выражению Найквиста [12, гл.2, (90)], для определения среднего квадрата напряжения шума получаем выражение $\Psi_{ш}$ от

собственного суммарного теплового и дробового шумов U_N , в диапазоне частотной полосы усилителя ΔF :

$$\Psi_{ш} = \frac{U_N(\Delta F)^{\frac{1}{2}}}{U_T}. \quad (8)$$

Уточненное выражение Ψ принимает вид:

$$\Psi = \Psi_c + \Psi_{ш} = \frac{U_c + U_N(\Delta F)^{\frac{1}{2}}}{U_T}. \quad (9)$$

Последнее выражение имеет очень важное значение для объяснения известного факта возможного самовозбуждения генераторов и неустойчивых усилителей без внешнего управляющего воздействия – от собственных шумов.

Очевидно, что ряд (6) есть функция от переменной Ψ . Для стационарного режима, когда $\Psi_c > \Psi_{ш}$ можно считать, что и $\Psi = \Psi_c$, а $U_{см} = \xi_{\Psi_{ш}} \cdot U_{см_0}$.

При увеличении Ψ в соответствии с уровнем сигнала, увеличивается $\xi_{(\Psi)}$ и получает приращение $\Delta \xi_{(\Psi)} = \xi_{(\Psi)} - 1$. Относительное приращение постоянной составляющей коллекторного тока транзистора Δi_{k_0} , прямо пропорционально относительному приращению $\Delta \xi_{(\Psi)}$:

$$\frac{\Delta i_{k_0}}{i_{k_0}} = \frac{\Delta \xi_{(\Psi)}}{\xi_{\Psi_0}} = \Delta \xi_{(\Psi)}. \quad (10)$$

Так, как $\xi_{\Psi_0} \equiv 1$ когда напряжение воздействующего на ЭП транзистора сигнала равно нулю, а собственная шумовая составляющая не меняется и ее нулевая составляющая, по существу, входит в состав напряжения смещения $U_{см} = \xi_{\Psi_{ш}} \cdot U_{см_0}$.

В малосигнальном режиме коэффициент усиления транзисторного усилителя имеет близкую к линейной зависимость от постоянной составляющей коллекторного тока. После появления на входе устройства сигнала произойдет, соответствующее его уровню смещение рабочей точки транзистора и увеличение коэффициента усиления, на $\Delta \xi_{(\Psi)}$, что может повлиять на устойчивость усилителя с ОС. Представляет интерес оценки этого влияния.

Рассмотрим эквивалентную схему рис. 2 усилителя с ОС. Пусть с выхода усилителя рис. 2 на эмиттерно-базовый переход транзистора элементы цепи ОС обеспечивают коэффициент передачи $\dot{\beta}(\omega)$, а усилитель с разомкнутой цепью ОС имеет коэффициент передачи $\dot{K}(\omega)$. В этом случае коэффициент передачи усилителя определяется [9], как:

$$K_{oc} = \frac{\dot{K}(\omega)}{1 - \dot{\beta}(\omega)\dot{K}(\omega)}. \quad (11)$$

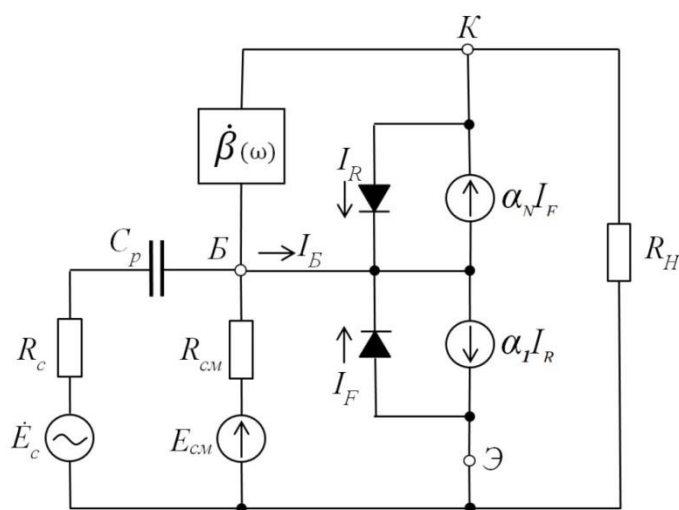


Рис. 2. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером и ОС.

Для корректности дальнейших рассуждений необходимо учесть внутренние ОС транзистора, обусловленные наличием барьерных емкостей C_K , $C_Э$ и внутренних сопротивлений r_K , $r_б$, $r_э$. Для этого воспользуемся моделью транзистора рис. 3 [12] Эберса-Молла с последовательными сопротивлениями и барьерными емкостями, удобной для анализа внутренних ОС транзистора. Несложно увидеть две параллельные цепи отрицательной ОС. Первая – $r_K R_H r_э$, здесь ЭДС от $r_э$ через $R_c C_p r_б$ приложена к эмиттерному переходу транзистора и емкости $C_Э$ (влияние R_{cm} и C_p на рабочих и высших частотах можно не учитывать). Вторая цепь $C_p C_Э$ и параллельно для $C_Э$ цепь $r_б R_H r_э$.

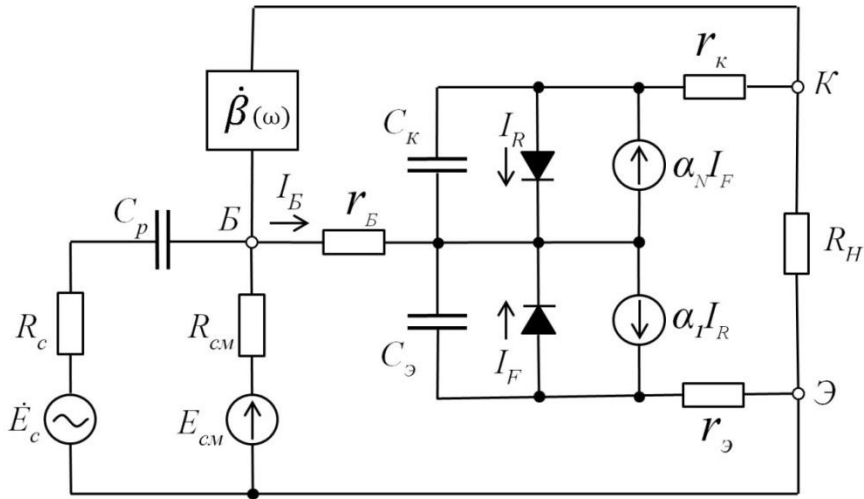


Рис. 3. Полная эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером и ОС.

Из эквивалентной схемы рис. 2 с учетом модели рис. 3 следует, что комплексный коэффициент передачи внутренней ОС определяется как:

$$\begin{aligned} \dot{\vartheta}_{(\omega)} = & \frac{(r_K + R_H)\omega^2 r_1^2 C_K (C_K + C_э)}{R_H [1 + r_1^2 \omega^2 r_1^2 (C_K + C_э)^2]} + \frac{r_э}{r_2 (1 - \omega^2 C_э^2 r_1^2)} + \\ & + i \left(\frac{(r_K + R_H) r_1 \omega C_K}{R_H [1 + r_1^2 \omega^2 (C_K + C_э)^2]} - \frac{r_э r_1 \omega C_э}{r_2 (1 - \omega^2 C_э^2 r_1^2)} \right) = a - ib, \end{aligned} \quad (12)$$

где $r_1 = r_б + R_c + r_э$; $r_2 = r_K + R_H + r_э$.

Т.е. транзистор имеет внутреннюю отрицательную ОС $\dot{\vartheta}_{(\omega)} = a - ib$ и коэффициент передачи $\dot{K}_{(\omega)}$ усилителя с разомкнутой цепью внешней ОС в этом случае определяется как

$$\dot{K}_{(\omega)} = \frac{K_{ст}^*}{1 + K_{ст}^* \dot{\vartheta}_{(\omega)}},$$

где $K_{ст}^*$ – статический коэффициент усиления, экспериментально измеряемый на низких частотах, где паразитными емкостями C_K и $C_э$ можно пренебречь.

Кроме того, на основании (7) необходимо учесть зависимость коэффициента усиления транзистора от динамического дрейфа рабочей точки:

$$\dot{K}_{(\omega)} = \frac{K_{ст} \xi(\psi)}{1 + K_{ст} \xi(\psi) \dot{\vartheta}_{(\omega)}}, \quad (13)$$

где $K_{ст}$ – статический коэффициент усиления по постоянному току, не учитывающий дрейф рабочей точки транзистора при воздействии гармонических сигналов.

Это связано с тем, что в малосигнальном режиме коэффициент усиления транзисторного усилителя имеет близкую к прямолинейной зависимость от постоянной составляющей коллекторного тока [13].

На основании (13) перепишем выражение (11) в векторном виде

$$K_{ос}(P) = \frac{K_{ст}\xi(\psi)}{1 - K_{ст}\xi(\psi)P}, \quad (14)$$

где $P = \dot{\beta}(\omega) - \dot{\vartheta}(\omega)$.

Функция Ψ есть отношение уровня сигнала к термическому потенциалу. Уровень сигнала во времени, соизмерим с модуляционными временными характеристиками сигнала, меняется для амплитудной модуляции, или, из-за паразитной амплитудной модуляции, меняется в малом для угловой модуляции. Эта функция в модуляционных временных интервалах зависит от времени $\Psi(t)$. Далее под временными зависимостями подразумеваются функциональные зависимости во временных интервалах соизмеримых с модуляционными. Очевидно, что существует функция $\lambda(t)$, связанная с $\Psi(t)$ таким образом, что

$$\xi_{(\Psi(t))} = \frac{d\lambda}{dt}, \text{ где } \lambda(t) = \int \xi_{(\Psi(t))} dt.$$

Следовательно, об устойчивости выражения (14) можно судить по характеристическому уравнению выражения [18]:

$$\frac{d\lambda}{dt} - \frac{1}{PK_{ст}} = 0, \quad (15)$$

где $\frac{d\lambda}{dt}$ – монотонная положительная функция.

Следует еще раз отметить, что при постановке задачи было принято, что УПОС устойчив при анализе известными методами [10, 11] с учетом всех ВГС, но без учета динамического дрейфа рабочей точки транзистора.

Выражение (15) позволяет оценить устойчивость с учетом динамического дрейфа рабочей точки транзистора. Усилитель устойчив, если

характеристическое уравнение выражения (15) имеет все корни с отрицательной вещественной частью. По критерию Рауса-Гурвица это возможно, если $PK_{ст} < 0$ [18], т.е. $P < 0$ в частотной полосе ОС.

Т.е. положительная ОС должна быть меньше внутренней отрицательной ОС транзистора. Иначе можно сказать, что суммарный частотный вектор ОС $P = \dot{\beta}_{(\omega)} - \dot{\vartheta}_{(\omega)}$ должен быть отрицательным.

При этом, для анализа устойчивости реальных электронных усилительных устройств с положительной ОС необходимо учитывать все ВГС и нулевую гармонику на нелинейности усилительного элемента.

Если соотношение $P < 0$ не будет выполнено, то после включения УПОС под воздействием входного сигнала либо собственных шумов произойдет соответствующее уровню входного сигнала или шумов смещение рабочей точки транзистора. Это приведет к увеличению коэффициента усиления, что в свою очередь через цепь положительной ОС увеличит уровень сигнала на ЭП транзистора и увеличит дрейф, в результате увеличится коэффициент усиления и т.д. Смещение рабочей точки транзистора будет изменяться до установления нового агрегатного состояния – режима генерации.

Для цели практической реализации усилительных устройств с глубокой положительной обратной связью на частоте сигналов, иначе – УПОС или регенераторов; предлагается дополнительно ввести автоматическую динамическую регулировку рабочей точки транзистора.

Цепь регулировки, при воздействии сигналов с разными энергетическими уровнями или при изменении шумов, должна обеспечивать неизменность или динамическую корректировку смещения на ЭП транзистора.

При этом можно, например, непрерывно измерять уровень входного сигнала и пропорционально результатам измерения корректировать смещение рабочей точки транзистора, либо непрерывно измерять уровень постоянной составляющей коллекторного (эмиттерного) тока транзистора и по результатам измерения регулировать $E_{см}$ по критерию достижения неизменности постоянной составляющей коллекторного (эмиттерного) тока.

Первый вариант автоматической регулировки смещения рабочей точки транзистора (АДРТ) в малосигнальном режиме технически реализовать сложно. Этот вариант АДРТ применяется в построении мощных и сверхмощных регенераторов [19, 20, 21], что предполагается к описанию в отдельной публикации. Второй вариант АДРТ – прост в технической реализации малосигнальных регенераторов.

На рис. 4 приведена функциональная схема усилителя, реализующая второй вариант АДРТ. Здесь усилитель с собственным коэффициентом $\dot{K}(\omega)$ усиления имеет цепь положительной ОС с коэффициентом передачи $\dot{\beta}(\omega)$ и цепь АДРТ с коэффициентом передачи @. Устройство АДРТ состоит из интегрального датчика тока (ИДТ) и управляемого с коэффициентом передачи @ источника смещения $E_{см}$. По существу, цепь автоматической регулировки, представляет собой цепь активной отрицательной ОС по постоянной составляющей коллекторного или эмиттерного тока.

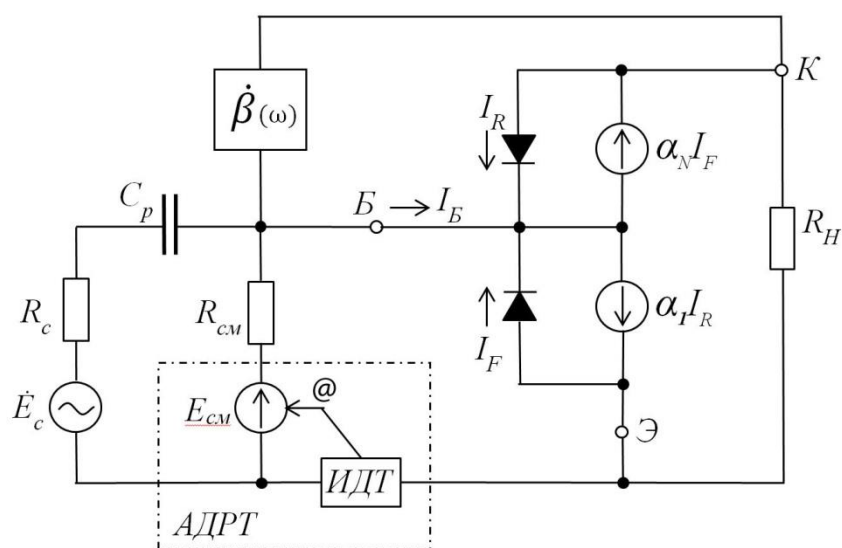


Рис. 4. Полная эквивалентная схема усилителя с ОС и АДРТ.

Представляет интерес оценка требуемого коэффициента @ передачи в цепи АДРТ при заданном значении коэффициента регенерации или выигрыша μ в усилении за счет положительной ОС. Т.е. требуется определить, насколько надо уменьшить динамическое приращение тока или стабилизировать ток транзистора для получения устойчивости к возбуждению.

С учетом отрицательности @ перепишем выражение (14) в виде

$$K_{oc}(P) = \frac{K_{ст}\xi(\psi)}{1 - PK_{ст}\left(1 - \frac{\xi(\psi)^{-1}}{@}\right)}. \quad (16)$$

Для выражения (16) условия устойчивости определяются аналогично устойчивости (15) по характеристическому уравнению выражения [18]:

$$\frac{d\lambda}{dt} + \frac{@ - PK_{ст} - @PK_{ст}}{PK_{ст}} = 0, \quad (17)$$

$$\text{как } @ > \frac{PK_{ст}}{1 - PK_{ст}} \text{ или } @ > \mu. \quad (18)$$

Т.е. коэффициент @ передачи активной отрицательной ОС по постоянной составляющей должен быть больше коэффициента регенерации или выигрыша μ в коэффициенте усиления за счет положительной ОС на частоте максимального усиления, а для резонансного усилителя – на резонансной частоте.

Последнее утверждение следует из того, что при увеличении глубины положительной ОС произведение $PK_{ст}$ стремится слева к единице и с учетом выражения (14) правая часть неравенства (18) стремится к $\frac{1}{1 - PK_{ст}}$, т.е. к коэффициенту выигрыша μ в усилении за счет положительной ОС.

Соотношение (18) можно считать главным теоретическим результатом настоящей статьи.

Для полноты анализа следует отметить, что внутри транзистора имеется отрицательная ОС по постоянному току. Напряжение с r_e через цепь R_{cm} и r_b (см. рис. 2, 3) приложено к ЭП транзистора. Эта цепь ОС так же как и цепь АДРТ оказывает влияние на улучшение устойчивости. Однако вводить в полученные выражения дополнительный коэффициент, соответствующий цепи внутренней отрицательной ОС транзистора нет необходимости поскольку он автоматически учитывается при определении $K_{ст}$, т.е. уже входит в $K_{ст}$.

Для упрощенного оценочного расчета, необходимого коэффициента @ усиления в цепи АДРТ при планируемой регенерации или выигрыше μ в коэффициенте \dot{K}_{oc} можно считать, что для гарантированной устойчивости коэффициент @ должен быть больше выигрыша μ на частоте максимального усиления сигнала, а для резонансного усилителя – на резонансной частоте.

Можно строить усилители с глубокой положительной ОС или иначе – регенераторы с любым коэффициентом регенирации μ не превышающем коэффициента стабилизации @ в цепи АДРТ.

Соблюдение найденного соотношения позволяет получать хорошие характеристики динамической устойчивости. Регенератор при соблюдении (18) устойчив при любом (неразрушающем) воздействии входного сигнала.

Однако при получении больших коэффициентов усиления K_{oc} , с выигрышем μ относительно $K(\omega)$ в 10^2 - 10^4 и выше существенное влияние на стабильность характеристик и устойчивость регенератора оказывает изменение температуры окружающей среды. Представляет интерес оценка этой зависимости и разработка технических решений, позволяющих уменьшить ее влияние.

Известно [14], что коэффициент собственного усиления транзисторного усилителя в режиме малого сигнала имеет близкую к линейной обратную зависимость от изменения температуры

$$\dot{K}(\omega, t) = \frac{\dot{K}(\omega)_0 \cdot T_0}{T}, \quad (19)$$

где температура выражается в $^{\circ}K$; $\dot{K}(\omega)_0$ – собственный коэффициент усиления на рабочих частотах при нормальной температуре T_0 ; T – действующая температура. Приращение усиления при соответствующем отклонении температуры от T_0 :

$$\Delta \dot{K}(\omega, t) = \frac{\dot{K}(\omega)_0 \cdot \Delta T_0}{T} \quad (20)$$

при положительной ОС увеличивается в $\sim \mu$ раз, что в большинстве случаев неприемлемо.

Для снижения влияния температуры на стабильность характеристик транзисторного УПОС необходимо ввести цепь автоматической температурной корректировки собственного коэффициента усиления усилителя. Коэффициент передачи этой цепи можно приближенно определить из выражения $Y = \frac{T_0}{T}$.

Практически можно реализовать температурную корректировку выходного сигнала ИДТ (рис. 4) в соответствии с выражением Y . Это приведет к температурной корректировке уровня стабилизации постоянной составляющей тока транзистора и его коэффициента усиления [14].

2. Выводы анализа устойчивости регенератора.

Усилитель с глубокой положительной обратной связью – регенератор, может быть устойчивым. Для устойчивости регенератора необходимо, чтобы коэффициент @ передачи активной отрицательной обратной связи по нулевой составляющей от сигналов и шумов был больше выигрыша μ в коэффициенте усиления за счет положительной обратной связи на частоте максимального усиления, а для резонансного усилителя – на резонансной частоте.

Соотношение (18) можно считать главным теоретическим результатом настоящей статьи.

Дополнительную температурную коррекцию усиления регенератора можно реализовать в устройстве АДРТ.

3. Практическая значимость и примеры.

Далее приводятся сведения, подтверждающие теоретические выводы и условия на примере некоторых технических решений и реализаций практических устройств. Демонстрируются многократные технические преимущества устойчивых регенераторов над традиционными усилительными устройствами, в том числе, по устойчивости к возбуждению паразитной генерации в широком динамическом диапазоне и температурном диапазоне, более того, они оказываются не критичными к качеству экранирования [2, 3].

В работах [2, 3] описываются устойчивые регенераторы, реализованные с использованием LC-резонансных контуров и применением технологии дискретного лабораторного конструирования. В процессе настройки и регулирования было замечено уникальное явление – не критичности технических характеристик регенераторов к конструктивным внешним вмешательствам и индифферентность к качеству экранирования, несмотря на огромное усиление.

Последнее обстоятельство объясняется тем, что устойчивый регенератор не может возбуждаться дважды. Устойчивое, контролируемое возбуждение – это нормальное агрегатное состояние регенерации сигнала. Усилитель в режиме устойчивой регенерации приобретает признаки интеллектуального живого саморегулирующегося устройства.

Также представляется увеличение чувствительности и соответственно снижение собственных шумов на 9-10 порядков, улучшение ширины линейного динамического диапазона на 8-9 порядков.

Демонстрируется улучшение полосы усиливаемых частот, не только в ожидаемую область минимизации, но также и в область значительного расширения, более чем на порядок, относительно предельно достижимого для конкретных образцов усилительного элемента, транзистора.

Ранее были известны только регенераторы, реализованные с использованием LC-резонансного контура, которые обладают обуженным частотным диапазоном усиления из-за эффекта умножения добротности контура, примерно на величину коэффициента регенерации μ . В работе [3] представлен такой регенеративный усилитель, построенный на трех взаимно расстроенных каскадируемых регенераторах. Каскадирование регенераторов здесь [3] было реализовано впервые.

Далее демонстрируется факт того, что зависимость коэффициента регенерации и добротности LC контура является частным случаем, только для LC регенераторов. Представленные широкополосные регенераторы используют полосковые вентили или широкополосные трансформаторы без LC-контура и

обладают коэффициентом регенерации, что не противоречит теории и полезно на практике, а в информационных источниках не описано.

Практика построения устойчивых регенераторов показывает справедливость утверждения, что все способное возбуждётся или “звенеть” – способно устойчиво усиливать в режиме регенерации, если удастся этот режим стабилизировать. Если удалось стабилизировать режим регенерации, то устройство работает по другим, не встречающимся ранее физическим законам.

Первые два устойчивых регенератора были представлены в двух научных статьях автора ещё в 1991 и 1994 годах [2, 3]. Создавались подобные регенераторы по технологиям дискретного лабораторного конструирования с использованием наилучших на то время измерительных и иных вспомогательных устройств ведущих производителей лабораторного оборудования. Однако объективно измерить шумовые характеристики регенераторов не представлялось возможным – они уходили за рамки технических возможностей измерительных устройств. Оставалось только предполагать, что собственные шумы устойчивых регенераторов ниже собственных шумов измерительных устройств, примерно на коэффициент регенерации. Подобные, неплановые работы требовали специализированных ресурсных затрат и после фактической ликвидации МНИИРС прекратились.

Вернуться к тематике устойчивых регенераторов автора побудил результат написания научных статей по определению физики фликкер-шума как дрейфа рабочей точки. Полная, сборная статья этой тематики [8].

Второй причиной возвращения к устойчивым регенераторам стал накопленный опыт работы с техническим средством симуляции LTspiceXVII от подразделения Linear Technology американской корпорации Analog Devices.

Программное средство LTspiceXVII создано для разработки именно аналоговых устройств. Применяются в нем лучшие, например Гуммеля-Пуна, физические модели элементов, что позволяет максимально приблизиться, а в некоторых случаях превзойти реальное физическое моделирование электронных устройств. Анализ шума здесь проводится с учетом шумового

вклада всех элементов электрической схемы средней интеграции, в том числе учитывается шумовой вклад электрических соединений. Авторитетное программное средство LTspiceXVII выдает полностью реалистичные результаты физического анализа аналоговых устройств, в том числе по шумам, не в декларативном, а в реальном – физическом отражении. Причем, в условиях регенерационного возбуждения анализируемых устройств, автоматически проявляются все физические процессы, в том числе дрейф рабочей точки от шумов и сигналов. В случае удачной стабилизации рабочей точки отражаются все физические процессы стабильной регенерации. И далее, при условии сохранения $@ > \mu$, когда коэффициент $@$ максимально близко стремится к коэффициенту μ , проявляются физические процессы сверхрегенерации во всех разновидностях, а при нарушении условия $@ > \mu$ – генерация.

Регенерационная обработка шумов и сигналов требует особого физического истолкования, здесь проявляется много новых явлений, ставящих в тупик, прежде всего опытных специалистов. Первый вопрос – каков точный физический механизм адаптивного когерентного синхронного и синфазного суммирования входных сигналов. Второй вопрос – куда пропадает значительная часть энергии собственного входного шума, почему в устойчивых регенераторах уровень собственного шума на многие порядки ниже ожидаемого. Есть еще несколько серьезнейших вопросов, на которые придется искать ответы. Например, много интересного происходит в режиме перегрузки при усилении больших сигналов, в многосигнальном режиме и т.д.

На первый вопрос ответ, на мой взгляд, достаточно очевиден и он обычно не очень волнует специалистов. Дело здесь в том, что любой усилительный элемент не может мгновенно реагировать на управляющее воздействие, например транзистор, имеет задержки на переходах, на возбуждении носителей и т.д. Это дает положительной ОС временной интервал для накопительной корректировки входного воздействия, автоматической временной корреляции

или свертки входных сигналов. Однако здесь тоже очень много направлений для исследований.

Второй вопрос более всего беспокоит опытных специалистов и формулируется примерно так – как удастся восстанавливать слабые сигналы из-под шума, если тепловой шум не может быть меньшим чем -204 дБВт/Гц при 300°K . Причем сам факт возможности восстановления сигналов из-под шума не удивляет, есть множество таких методик в разных, довольно сложных системах обработки сигналов, а здесь, всего один транзистор ...?!

Дело в том, что шум не может быть меньшим чем -204 дБВт/Гц при 300°K

в устройствах традиционного проектирования, а в устойчивых регенераторах может, просто ранее их никто не исследовал. В регенераторах в условиях глубокой положительной ОС решающее значение на уровень собственных шумов оказывает эффект обратного детектирования (см. [8]). Шум от эмиттерно-коллекторного перехода через нелинейное сопротивление эмиттерно-базового перехода попадает на RC-интегратор входных цепей, что по существу является обратным аналоговым детектором [8]. Большая часть воздействующей на RC-интегратор энергии шума заряжает своей нулевой составляющей конденсатор C и обеспечивает тем самым флуктуационный дрейф рабочей точки транзистора и собственно его регенерационное возбуждение. Энергия воздействующего на RC-интегратор всего спектра собственного шума транзистора через нелинейный базовый переход преобразуется в статическую энергию заряженного конденсатора в RC-интеграторе внешних базовых цепей, обеспечивает флуктуационный дрейф и поддержание режима регенерации. Это и объясняет снижение на несколько порядков наведенного на входном сопротивлении усилителя шума и пропажу декларированных -204 дБВт/Гц при 300°K . При этом на рис. 7 хорошо демонстрируются процессы и области флуктуационных дрейфов – в них нелинейно интегрируется или иначе детектируется значительная энергия от собственных шумов и обрабатываемых сигналов. Обрабатываемые сигналы

преумножаются за счет положительной обратной связи, а шумы нет, только теряются в RC-интеграторе. В условиях приема больших сигналов флуктуационный дрейф рабочей точки транзистора формируется в основном от сигналов (см. далее, например, рис. 11, 13 и 26).

Впрочем, все сказанное можно перепроверить самостоятельно. Выбор технического средства LTspiceXVII дополнительно удобен тем, что позволяет без значительных ресурсных затрат проверить результаты, например построения устройств [2, 3] или устойчивых регенераторов на базе любых классических генераторов [15]. Электрическую схему рабочего устройства АДРТ можно взять из устройств [2, 3] или приведенного в качестве иного примера на рис. 5. В панели управления LTspiceXVII рекомендуется установить режим “Alternate”.

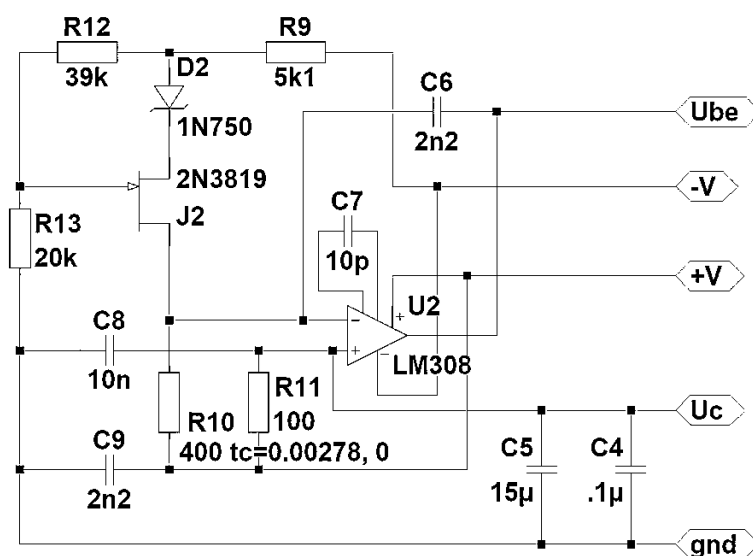


Рис. 5. Электрическая схема устройства АДРТ.

С целью сдерживания увеличения объема статьи, полнота технического описания дальнейших примеров сокращена до констатации факта достижения соответствующих технических характеристик. Изложение ориентировано на специалистов, имеющих практический опыт построения различных усилительных устройств на основе традиционных технологий. Такой подход в изложении материала позволит уменьшить объем статьи и опустить постоянную констатацию преимуществ устойчивых регенераторов, не тратить усилия на непрерывный повтор очевидного.

4. Устойчивый регенератор “E16k_93dB_5,6-6GHz”.

Далее приводятся технические сведения о характеристиках устойчивого регенератора рис. 6, выполненного на широкополосном трансформаторе и работающего в диапазоне 5,6-6,0 ГГц с использованием транзистора MRF927.

Из анализа паспортных характеристик этого транзистора известно, что он предназначен для усиления сигналов в диапазоне до 2 ГГц. Однако в режиме устойчивой регенерации транзистор MRF927 способен к усилению сигналов не менее чем до 8 ГГц. В паспорте транзистора указано, что он способен к генерации примерно на частотах до $F_T = 8$ ГГц, а значит, он способен и к усилению сигналов в режиме устойчивой регенерации на этих частотах.

Обратите особое внимание на конденсаторы C1, C3, ..., C33 в базовых цепях транзисторов. На этих конденсаторах происходит интегральное накапливание нулевых составляющих от шумов и сигналов, они обеспечивают или становятся причиной флуктуационного дрейфа рабочей точки [8] транзистора. Если этих или иных конденсаторов в базовой цепи транзистора не будет, то не будет флуктуационного дрейфа рабочей точки и регенератор или генератор не смогут возбудиться при любом коэффициенте положительной обратной связи на частотах усиления, в том числе паразитного.

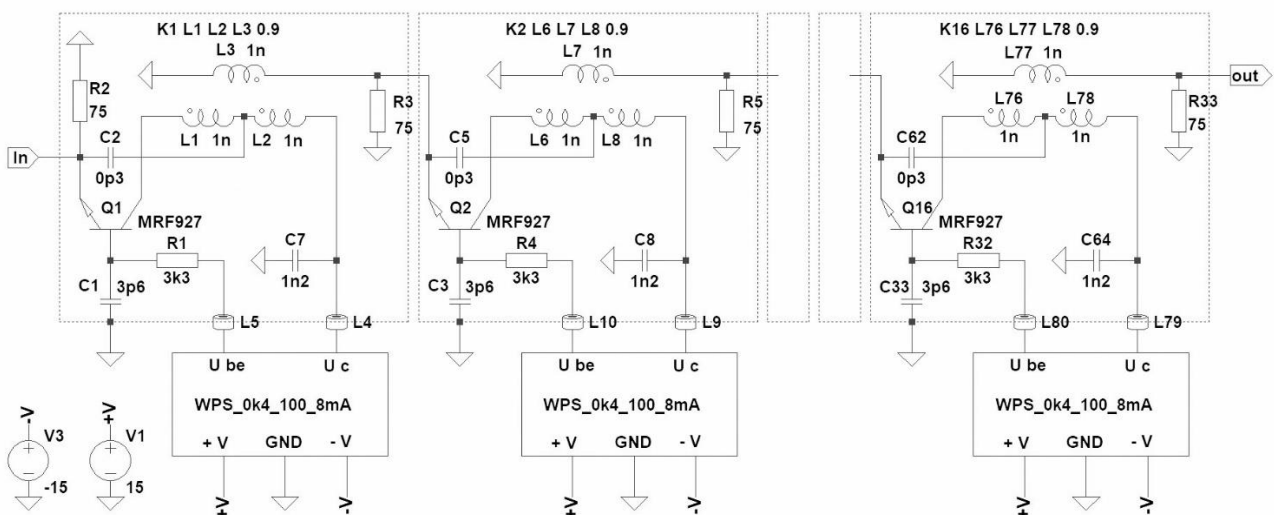


Рис. 6. Электрическая схема усилителя “E16k_93dB_5,6-6GHz”.

Ниже вашему вниманию предлагаются основные технические характеристики устойчивого регенератора “E16k_93dB_5,6-6GHz”:

Напряжение и ток питания	+15В / 170 мА -15В / 40 мА
Входное и выходное сопротивление	75 Ом
Полоса усиливаемых частот по уровню ± 1,5 дБ	5,6 – 6,0 ГГц
Усиление	93 дБ ± 1,5 дБ
Гарантированная рабочая температура	от -20 до +90°С
Чувствительность при соотношении с/ш более 20 дБ	1,0 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В)
Примененные СВЧ транзисторы	MRF927

Далее представляется выходной спектр усилителя “E16k_93dB_5,6-6GHz” в многосигнальном режиме усиления, где на вход устройства подаются одиннадцать независимых и немодулированных сигналов от 5,6 ГГц до 6,0 ГГц с шагом 40 МГц. Уровни указаны в дБ относительно вольта на нагрузке 75 Ом.

Рис. 7 содержит надписи, поясняющие формирование спектра сигналов, шумов и флуктуационных дрейфов от нулевых составляющих шумов и сигналов, на основании теоретического исследования и практического анализа.

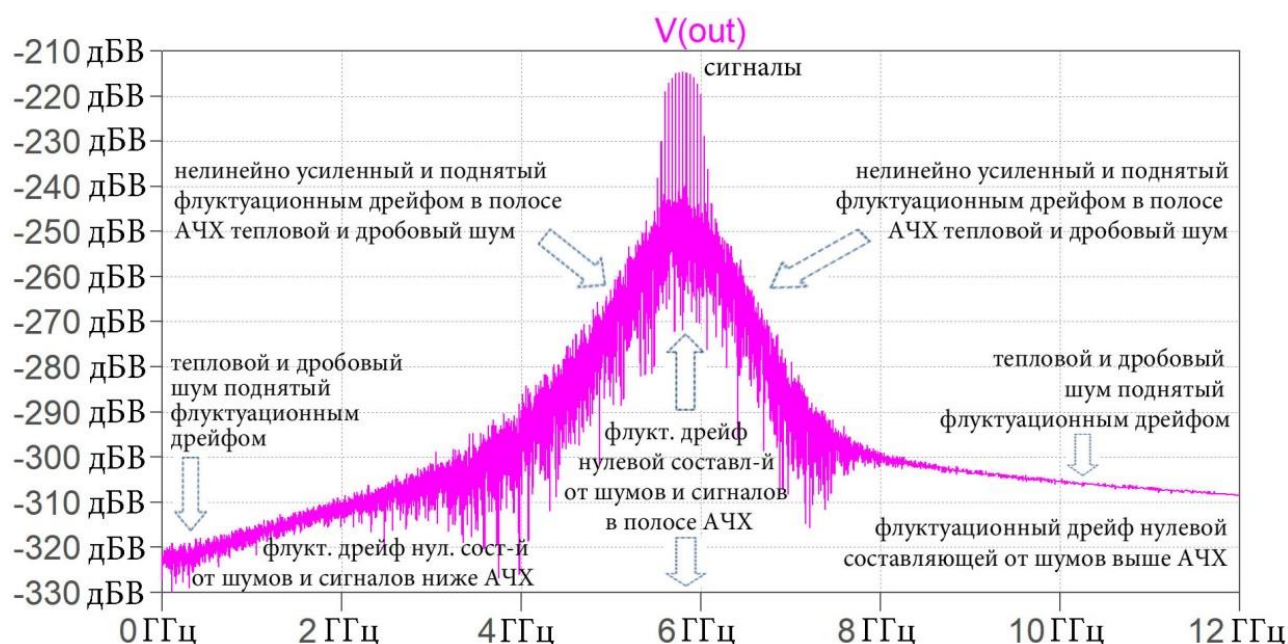


Рис. 7. Входной уровень 1 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В или -300дБВ).

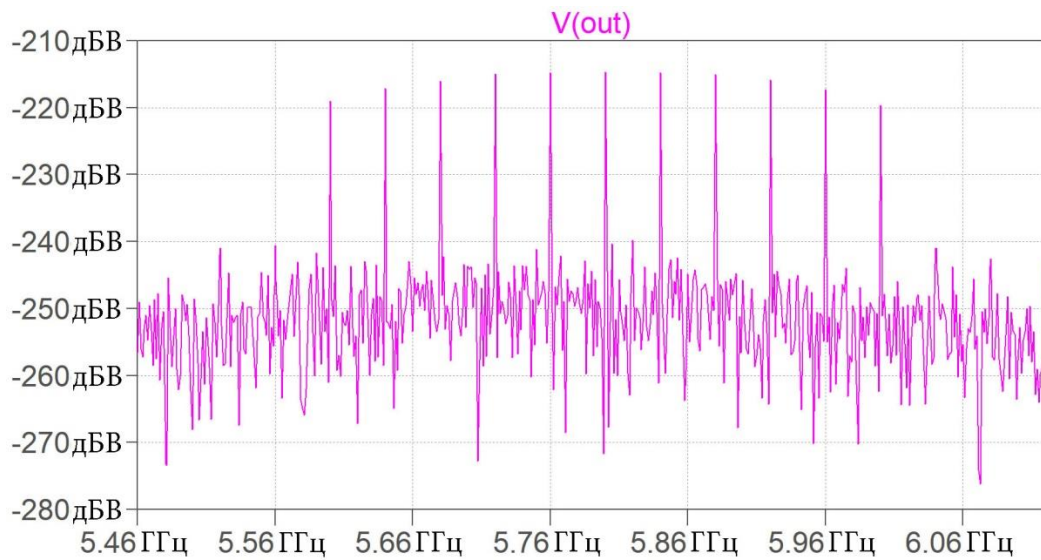


Рис. 8. Входной уровень 1 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В или -300 дБВ).

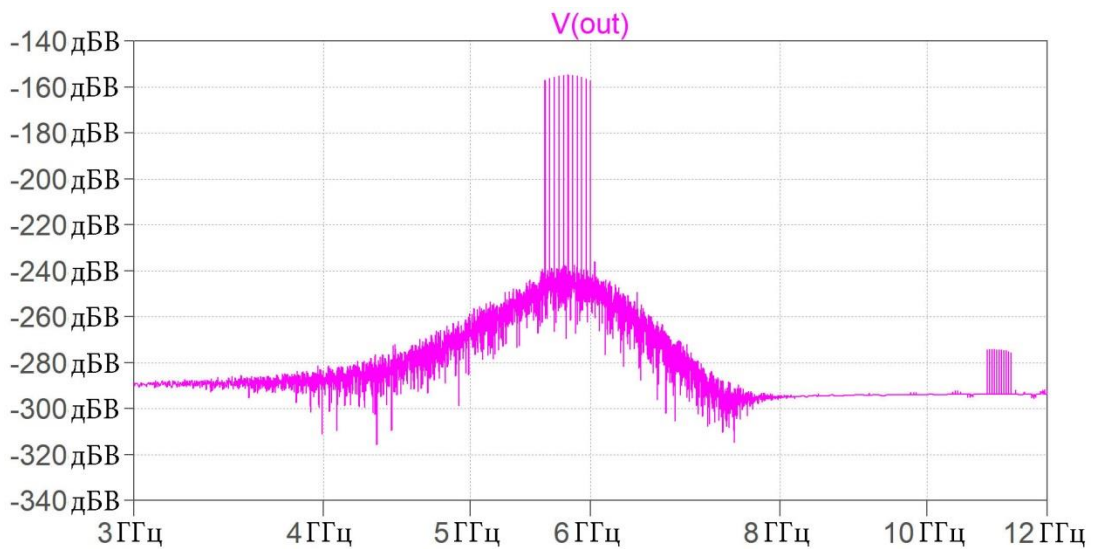


Рис. 9. Входной уровень 1 пВ ($1 \cdot 10^{-12}$ В или -240 дБВ).

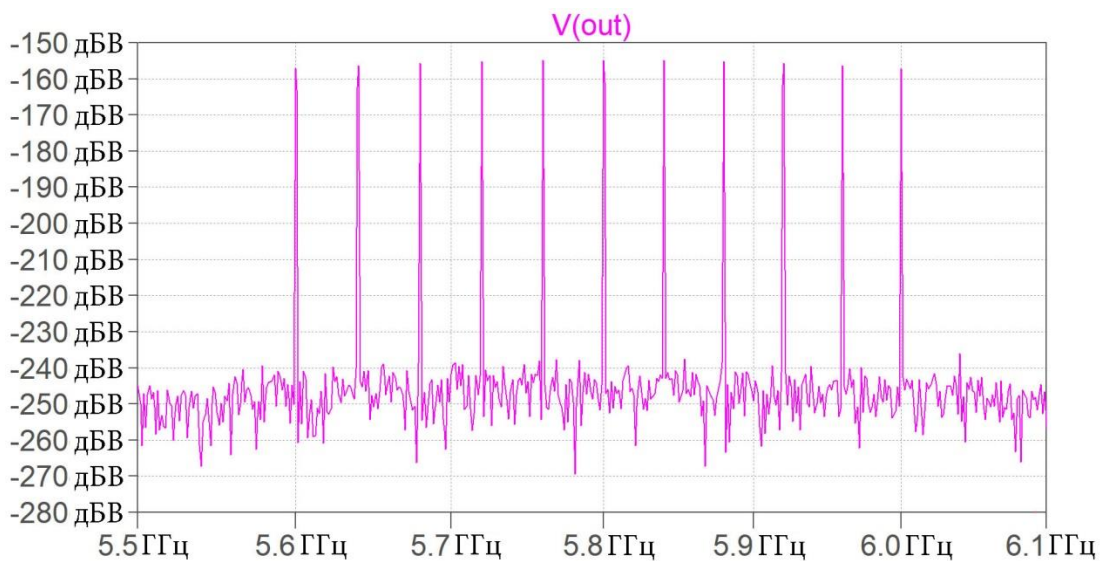


Рис. 10. Входной уровень 1 пВ ($1 \cdot 10^{-12}$ В или -240 дБВ).

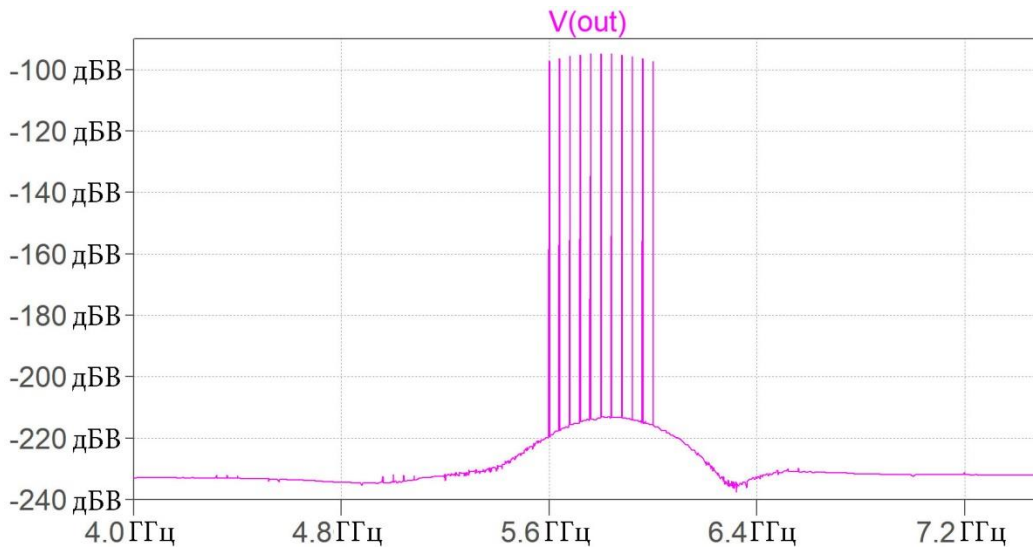


Рис. 11. Входной уровень 1 нВ ($1 \cdot 10^{-9}$ В или -180 дБВ).

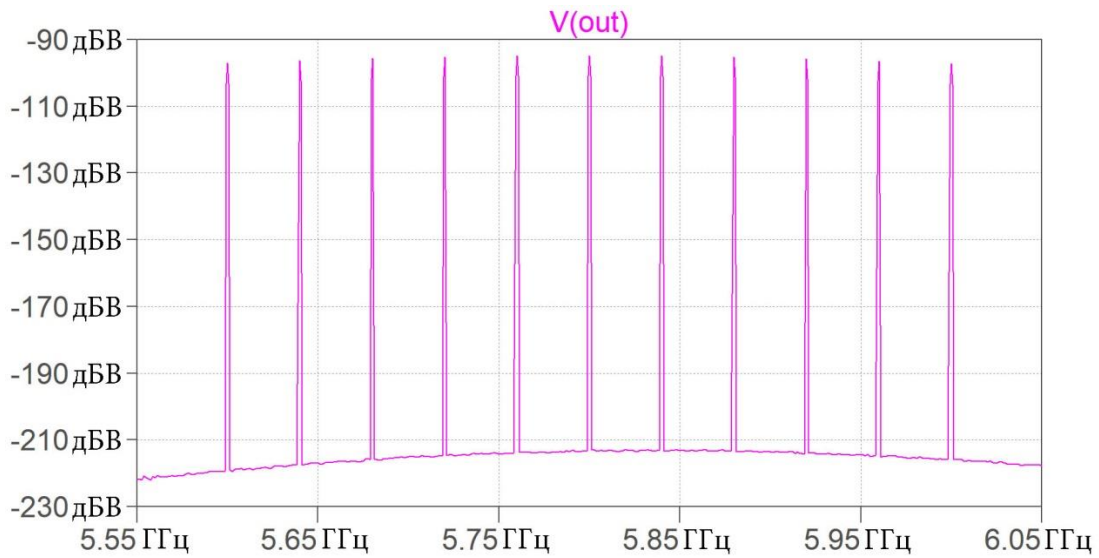


Рис. 12. Входной уровень 1 нВ ($1 \cdot 10^{-9}$ В или -180 дБВ).

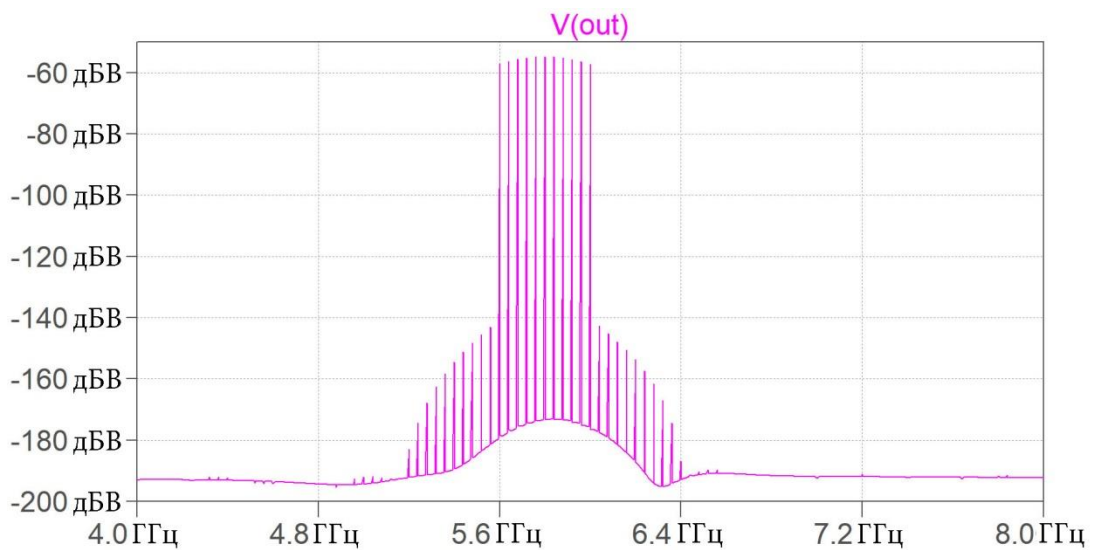


Рис. 13. Входной уровень 0,1 мкВ ($1 \cdot 10^{-7}$ В или -140 дБВ).

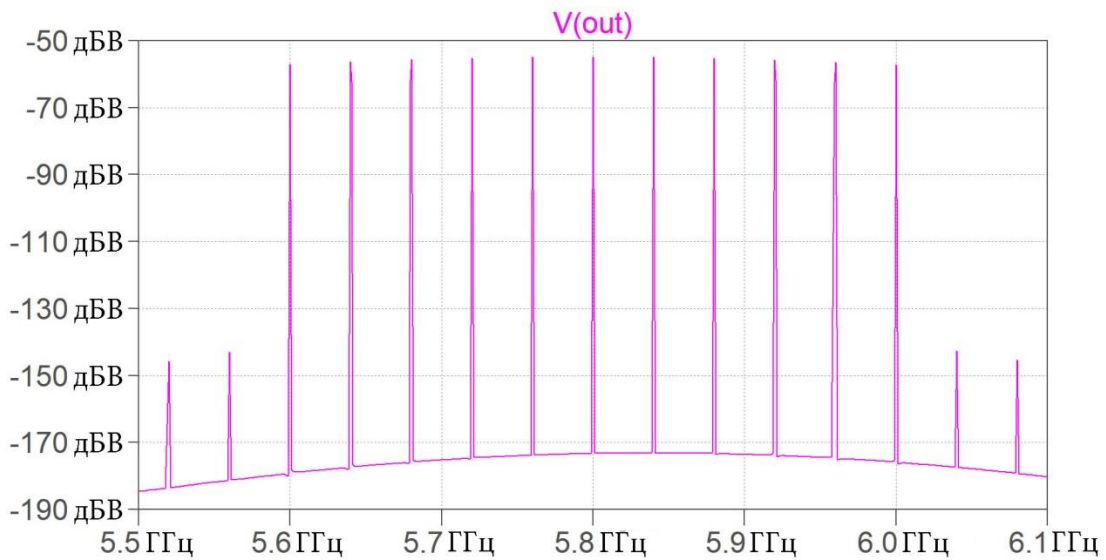


Рис. 14. Входной уровень 0,1 мкВ ($1 \cdot 10^{-7}$ В или -140 дБВ).

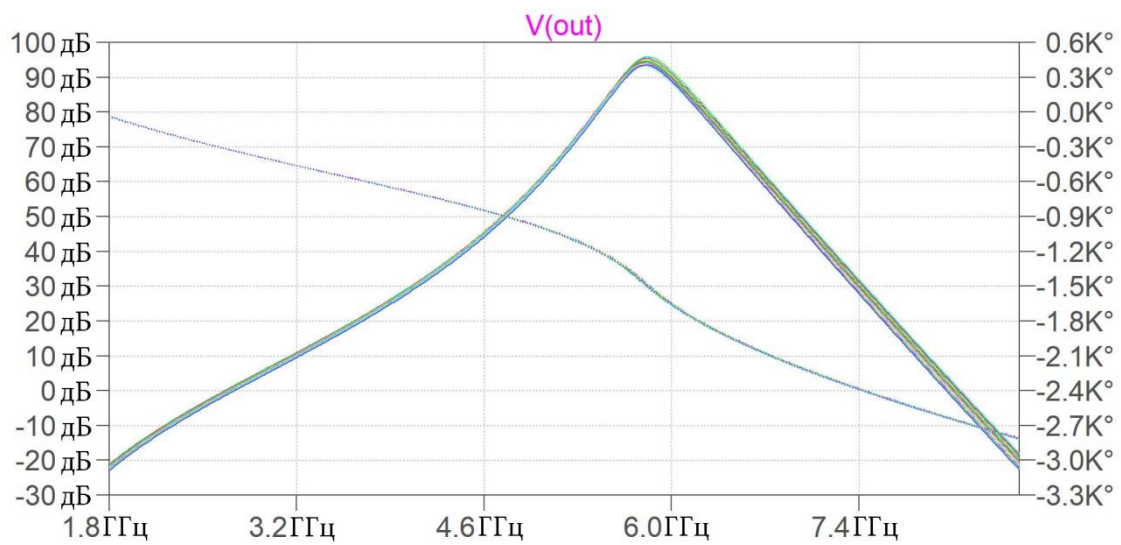


Рис. 15. АЧХ и ФЧХ в температурном диапазоне от -20 до +90°С.

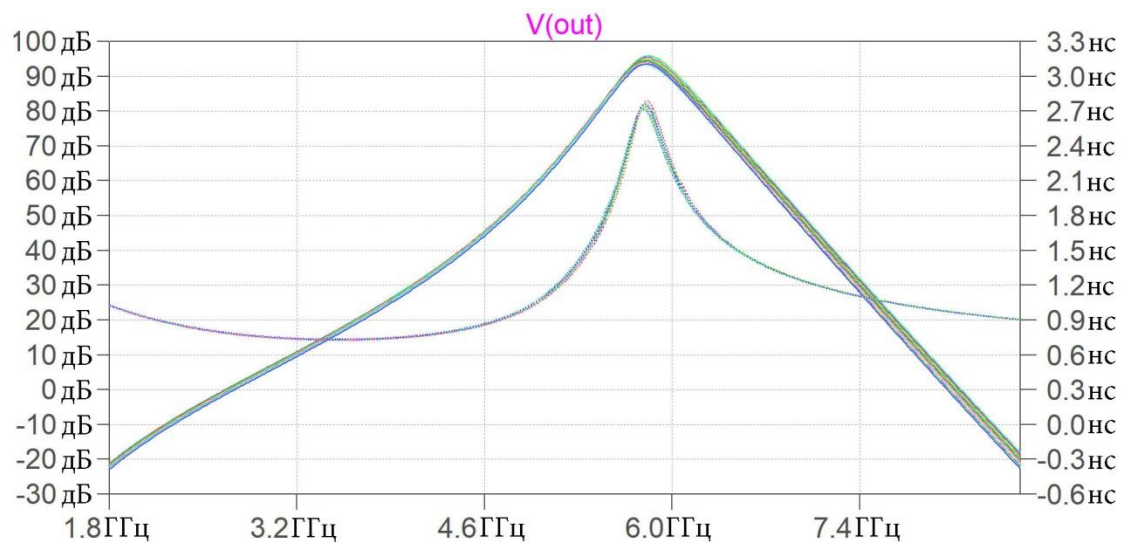


Рис. 16. АЧХ и групповая задержка сигналов в диапазоне от -20 до +90°С.

На рис. 15 представлены амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики усилителя “E16k_93B_5,6-6 GHz” в температурном диапазоне от -20 до $+90^{\circ}\text{C}$, где графики наложены друг на друга в разном цвете с шагом изменения температуры в 10°C . На рис. 16, то же с групповой задержкой сигналов.

5. Устойчивый регенератор “S-18k-620_62,5dB_52,6-56,1GHz”.

В качестве второго примера, приводятся технические сведения о характеристиках устойчивого регенератора рис. 16, выполненного на полосковых вентильях и работающего в миллиметровом диапазоне 52-56 ГГц с использованием транзистора BFP620.

Из анализа паспортных характеристик этого транзистора известно, что он предназначен для построения усилителей в диапазоне до 2 ГГц. Однако в режиме управляемой, устойчивой регенерации он способен к усилению сигналов вплоть до 90-104 ГГц (в зависимости от образца транзистора). К тому же, в паспорте транзистора уже указано, что транзистор способен к генерации примерно на частотах до $F_T = 64$ ГГц, а значит, способен и к регенерационному усилению, основанному на возбуждении.

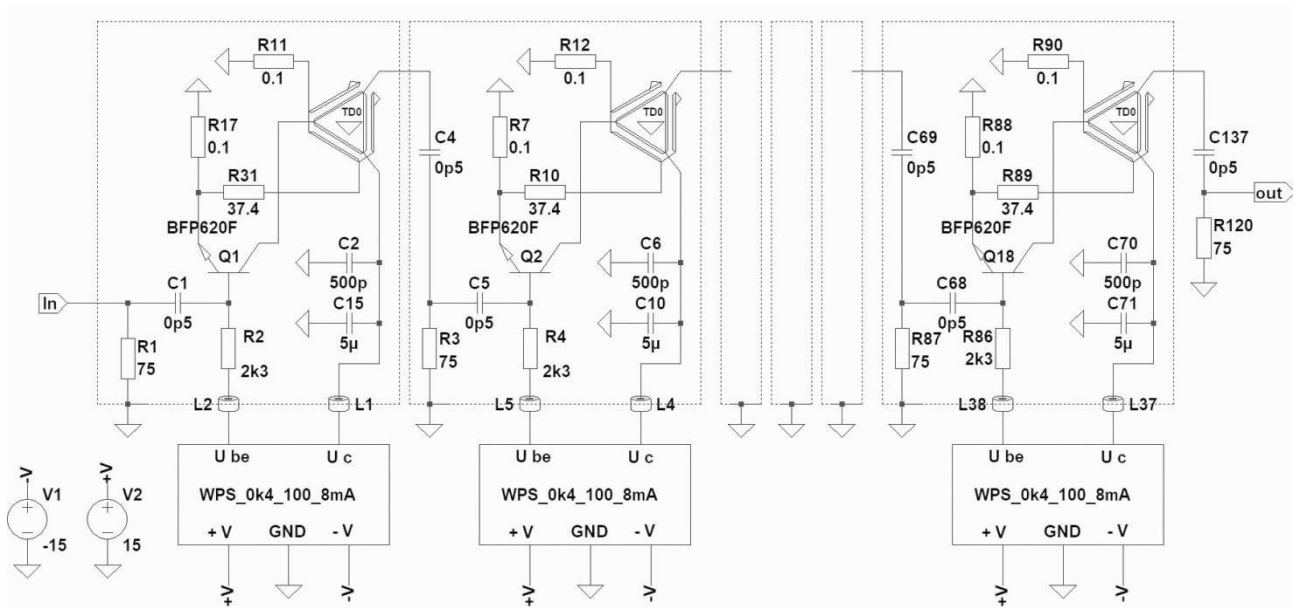


Рис. 17. Схема усилителя “S-18k-620_62,5dB_52,6-56,1GHz”.

Основные технические характеристики устойчивого регенеративного усилителя “S-18k-620_62,5dB_52,6-56,1GHz”:

Напряжение и ток питания	+15В / 190 мА -15В / 24 мА
Входное и выходное сопротивление	75 Ом
Полоса усиливаемых частот по уровню $\pm 1,5$ дБ	52,6 – 56,1 ГГц
Усиление	62,5 дБ $\pm 1,5$ дБ
Гарантированная рабочая температура	от -20 до +90°C
Чувствительность при соотношении с/ш более 20 дБ	10 фВ ($1 \cdot 10^{-14}$ В)
Примененные СВЧ транзисторы	BFP620

Далее представляется выходной спектр в многосигнальном режиме усиления, где на вход устройства подаются одиннадцать независимых и немодулированных сигналов от 52,6 ГГц до 56,1 ГГц с шагом 0,35 ГГц.

Уровни сигналов указаны в дБ относительно вольта на нагрузке 75 Ом.

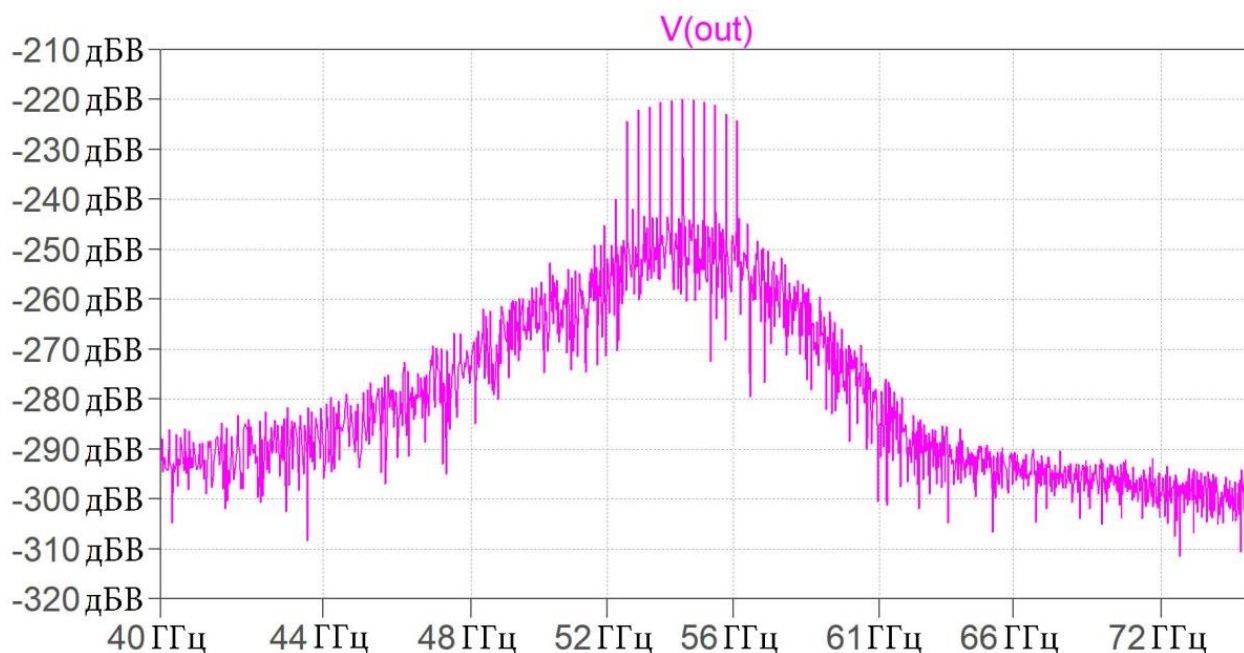


Рис. 18. Входной уровень 10 фВ ($1 \cdot 10^{-14}$ В или -280 дБВ).

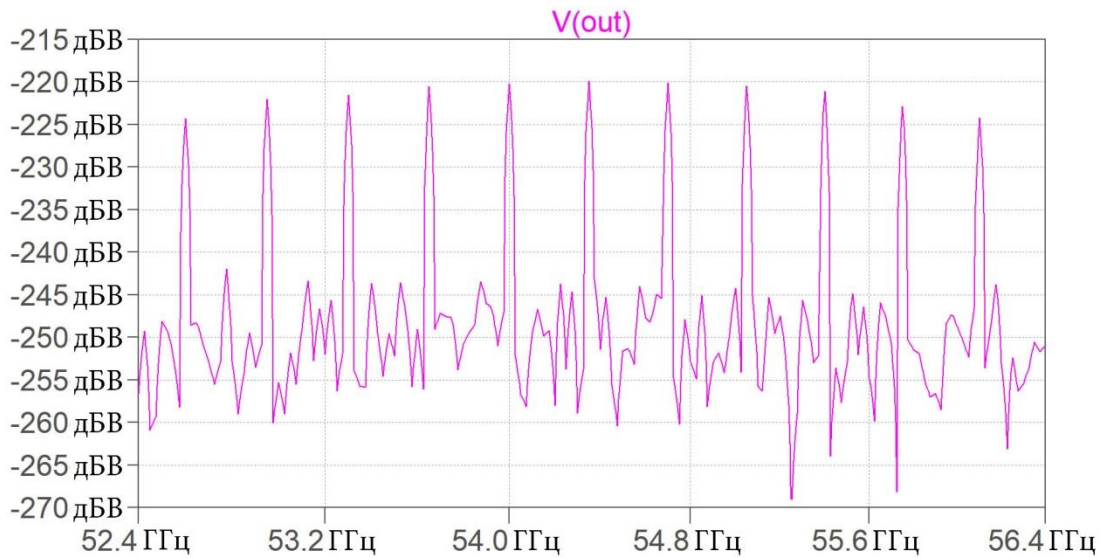


Рис. 19. Входной уровень 10 фВ ($1 \cdot 10^{-14} \text{ В}$ или -280 дБВ).

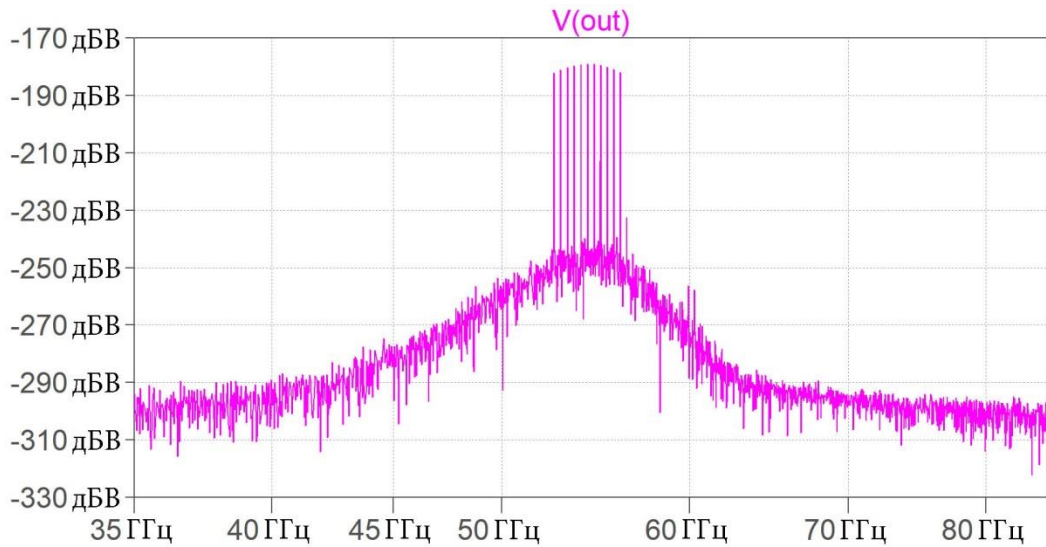


Рис. 20. Входной уровень 1 пВ ($1 \cdot 10^{-12} \text{ В}$ или -260 дБВ).

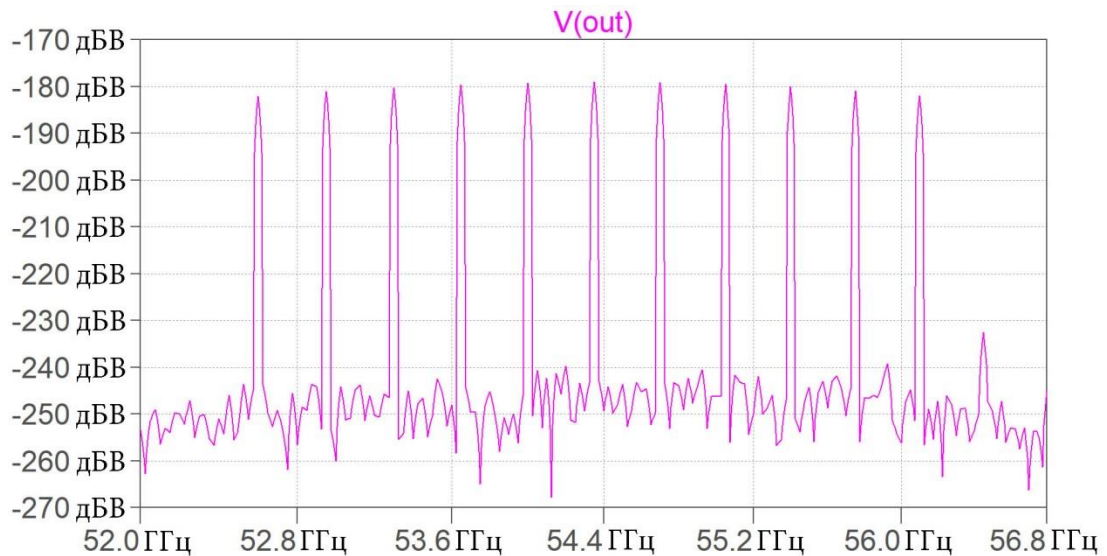


Рис. 21. Входной уровень 1 пВ ($1 \cdot 10^{-12} \text{ В}$ или -260 дБВ).

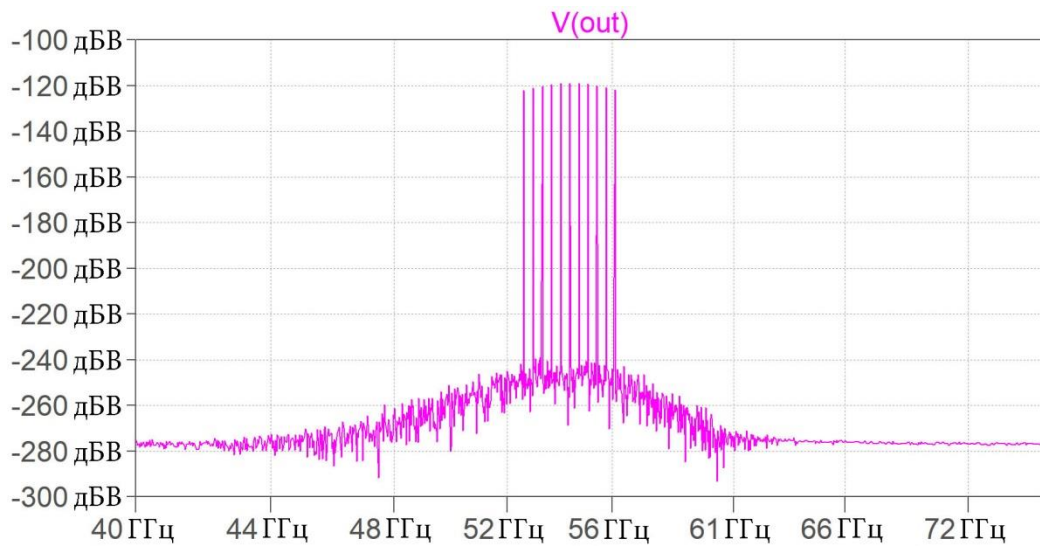


Рис. 22. Входной уровень 1 нВ ($1 \cdot 10^{-9}$ В или -180 дБВ).



Рис. 23. Входной уровень 1 нВ ($1 \cdot 10^{-9}$ В или -180 дБВ).

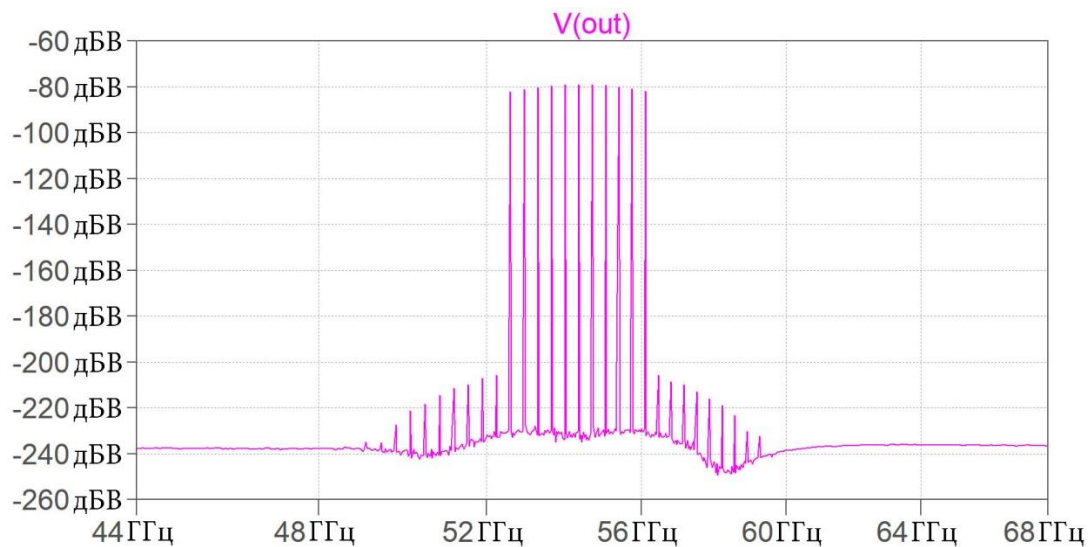


Рис. 24. Входной уровень 0,1 мкВ ($1 \cdot 10^{-7}$ В или -140 дБВ).

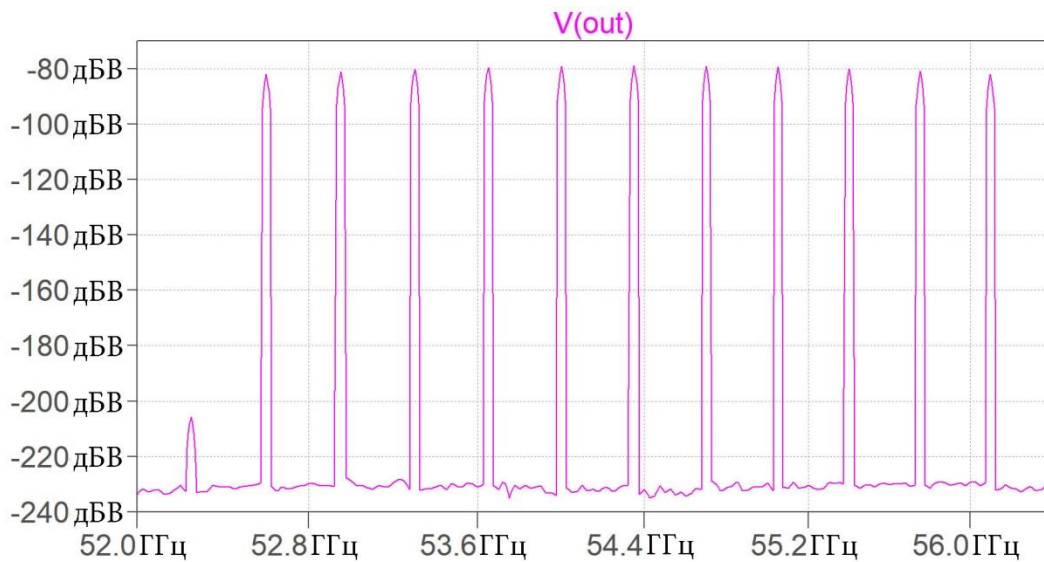


Рис. 25. Входной уровень $0,1 \text{ мкВ}$ ($1 \cdot 10^{-7} \text{ В}$ или -140 дБВ).

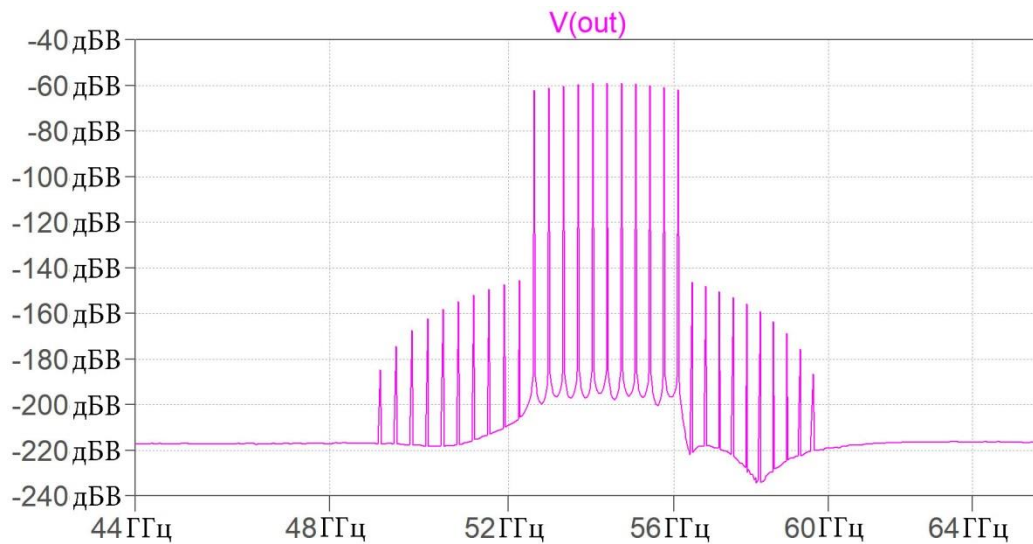


Рис. 26. Входной уровень 1 мкВ ($1 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ или -120 дБВ).

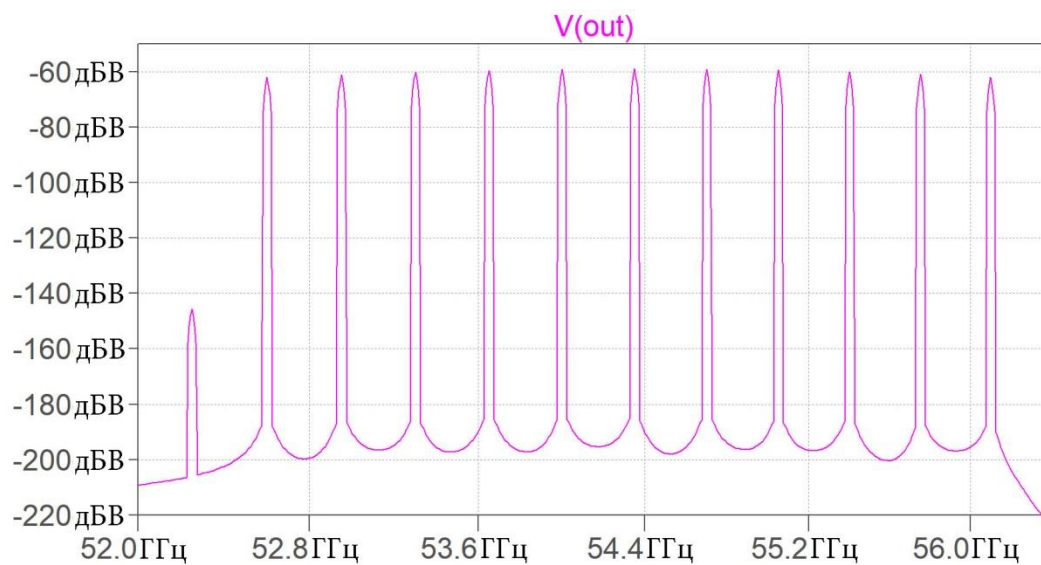


Рис. 27. Входной уровень 1 мкВ ($1 \cdot 10^{-6} \text{ В}$ или -120 дБВ).

На рис. 28 представлены амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики усилителя в температурном диапазоне от -20 до $+90^{\circ}\text{C}$, где графики наложены друг на друга в разном цвете с шагом 10°C .

На рис. 29 представлены амплитудно-частотные характеристики и групповая задержка сигналов в температурном диапазоне от -20 до $+90^{\circ}\text{C}$, где характеристики наложены друг на друга в разном цвете с шагом 10°C .

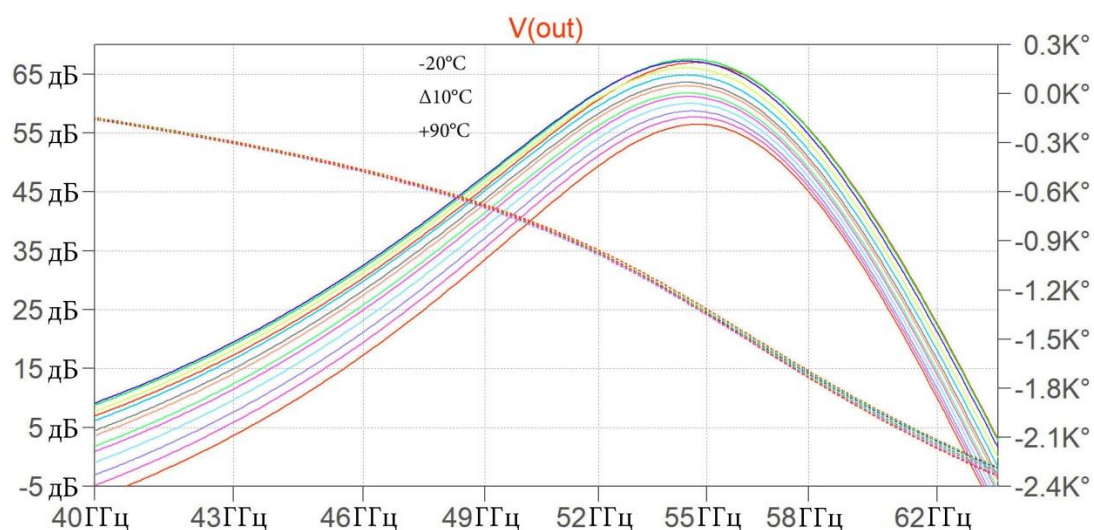


Рис. 28. АЧХ и ФЧХ в температурном диапазоне от -20 до $+90^{\circ}\text{C}$.

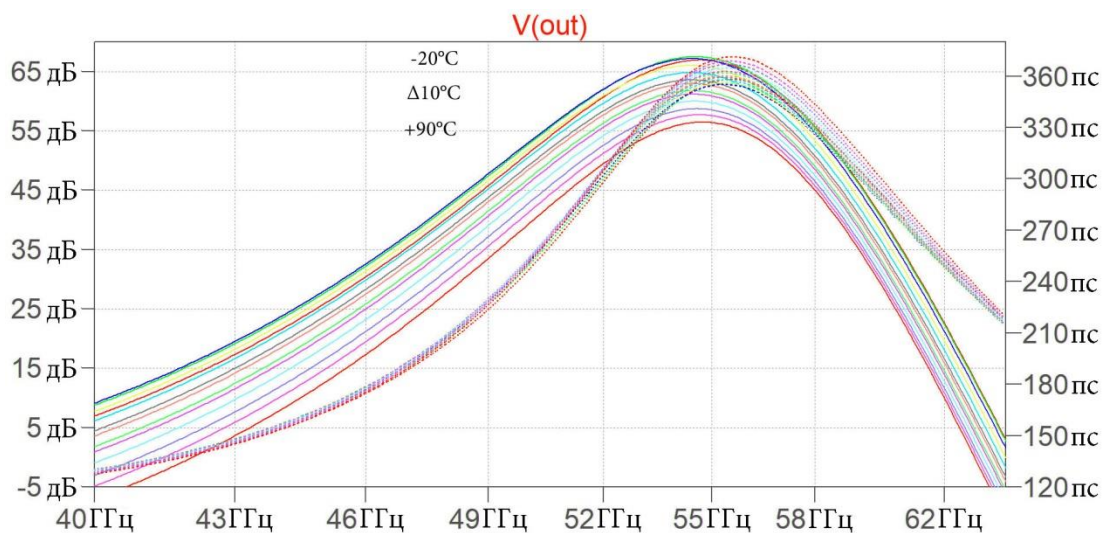


Рис. 29. АЧХ и время групповой задержки сигналов в температурном диапазоне от -20 до $+90^{\circ}\text{C}$.

6. Устойчивый регенеративный МШУ “E-18k-620_140dB_1,5-20,5GHz”.

В качестве третьего примера, приводятся технические сведения о характеристиках регенеративного малошумящего широкополосного усилителя, выполненного на полосковых вентолях и работающего с использованием транзистора BFP620 в диапазоне 1,5-20,5 ГГц. Электрическая схема усилителя соответствует рис. 17 с отличием в параметрах полосковых вентолей и некоторых других элементов – согласующие резисторы R11, R12, ..., R90 теперь равны 37,5 Ом; емкость разделительных конденсаторов C1, C4, C5, ... теперь равна 1,4 пФ. Такой малошумящий широкополосный усилитель, очевидно, подойдет для перспективных биологических исследований в области диагностики, пассивной биологической локации и в прочих направлениях.

Основные технические характеристики устойчивого регенеративного усилителя “E-18k-620_140dB_1,5-20,5GHz”:

Напряжение и ток питания	+15В / 191 мА -15В / 45 мА
Входное и выходное сопротивление	75 Ом
Полоса усиливаемых частот по уровню ± 6 дБ	1,5 – 20,5 ГГц
Усиление	138 дБ ± 6 дБ
Время группового запаздывания в полосе 1,5–20,5 ГГц	0,4 $\pm 0,1$ нс
Гарантированная рабочая температура	от -20 до +90°C
Чувствительность при соотношении с/ш более 20 дБ	1,0 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В)
Примененные СВЧ транзисторы	BFP620

Далее представляется выходной спектр в многосигнальном режиме усиления, где на вход устройства подаются одиннадцать независимых и немодулированных сигналов от 1,5 ГГц до 20,5 ГГц с шагом 1,9 ГГц.

Уровни сигналов указаны в дБ относительно вольта на нагрузке 75 Ом.

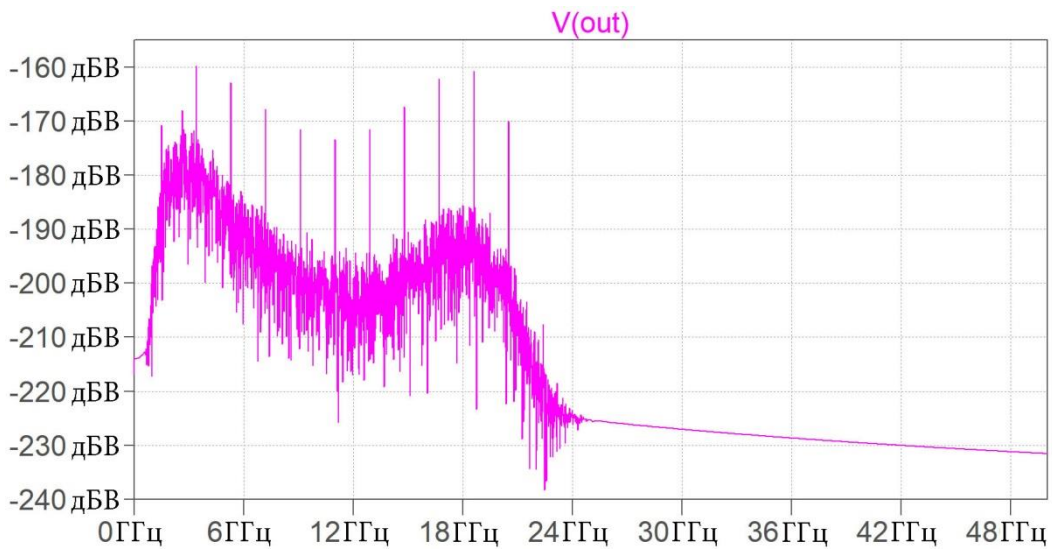


Рис. 30. Входной уровень 1,0 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В или -300 дБВ).

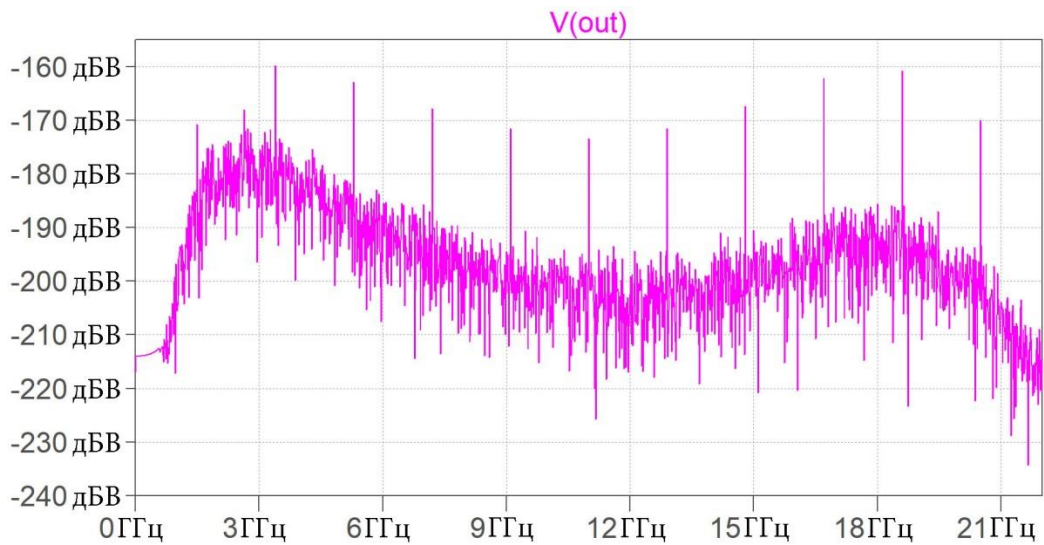


Рис. 31. Входной уровень 1,0 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В или -300 дБВ).

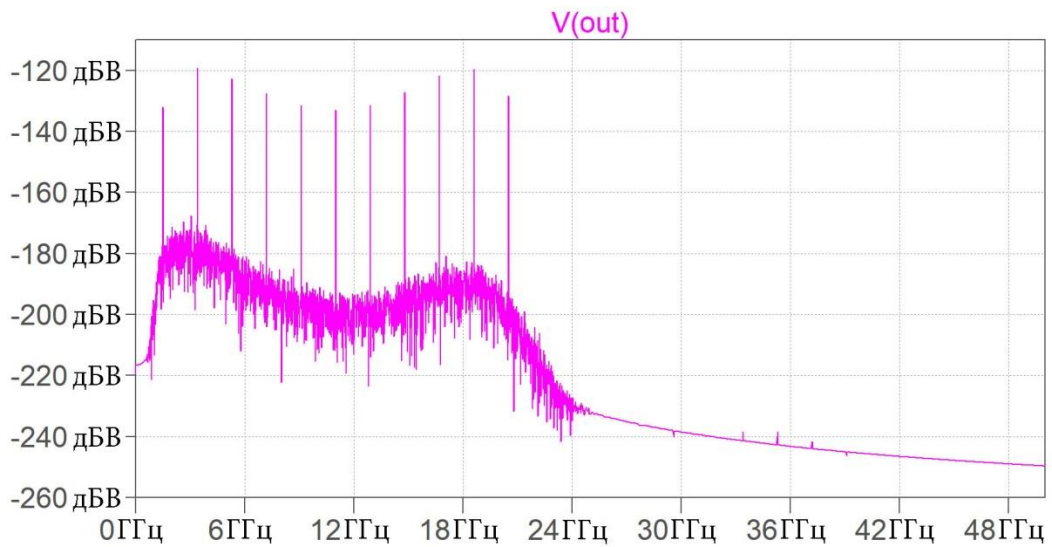


Рис. 32. Входной уровень 0,1 пВ ($1 \cdot 10^{-13}$ В или -260 дБВ).

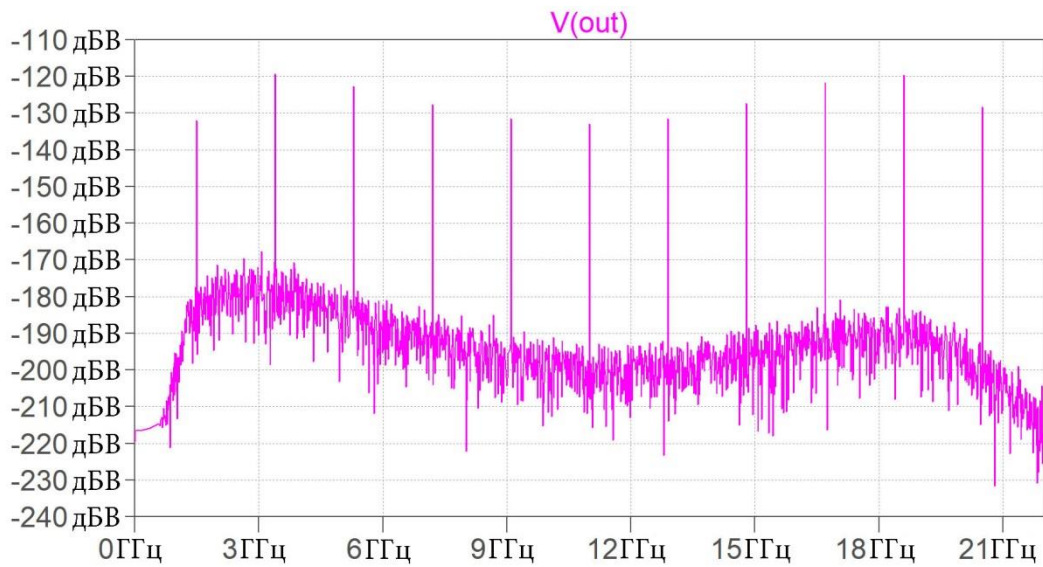


Рис. 33. Входной уровень $0,1 \text{ пВ}$ ($1 \cdot 10^{-13} \text{ В}$ или -260 дБВ).

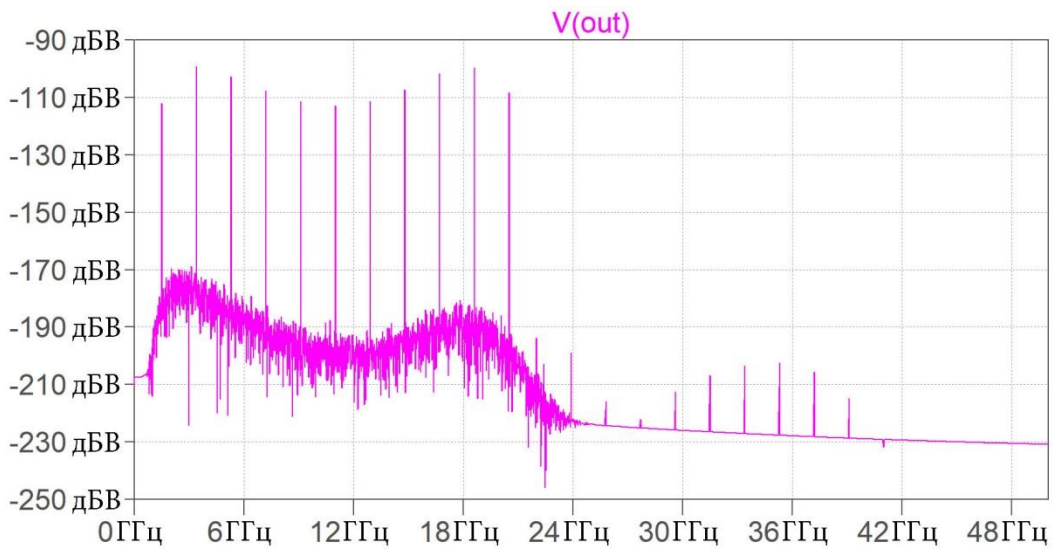


Рис. 34. Входной уровень 1 пВ ($1 \cdot 10^{-12} \text{ В}$ или -240 дБВ).

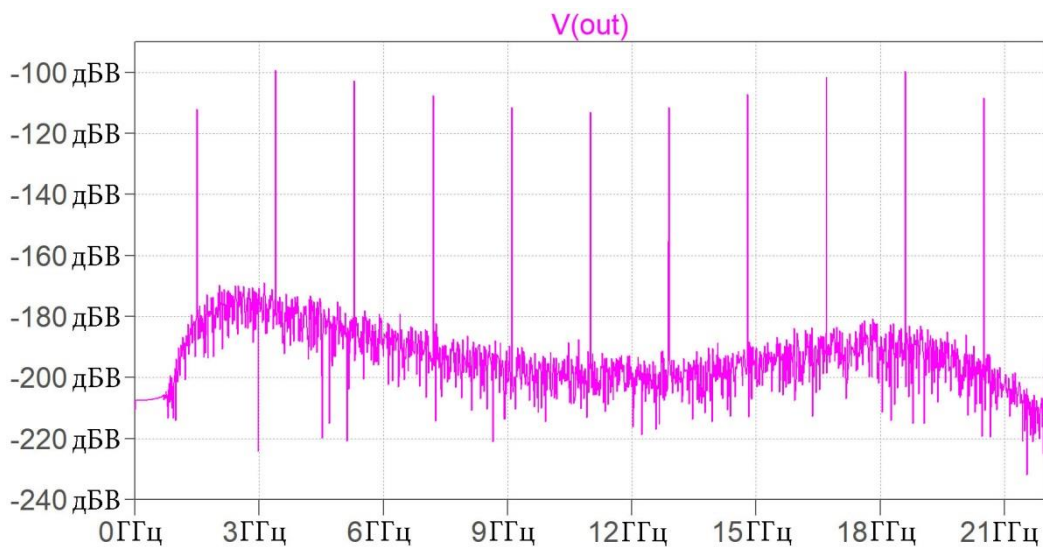


Рис. 35. Входной уровень 1 пВ ($1 \cdot 10^{-12} \text{ В}$ или -240 дБВ).

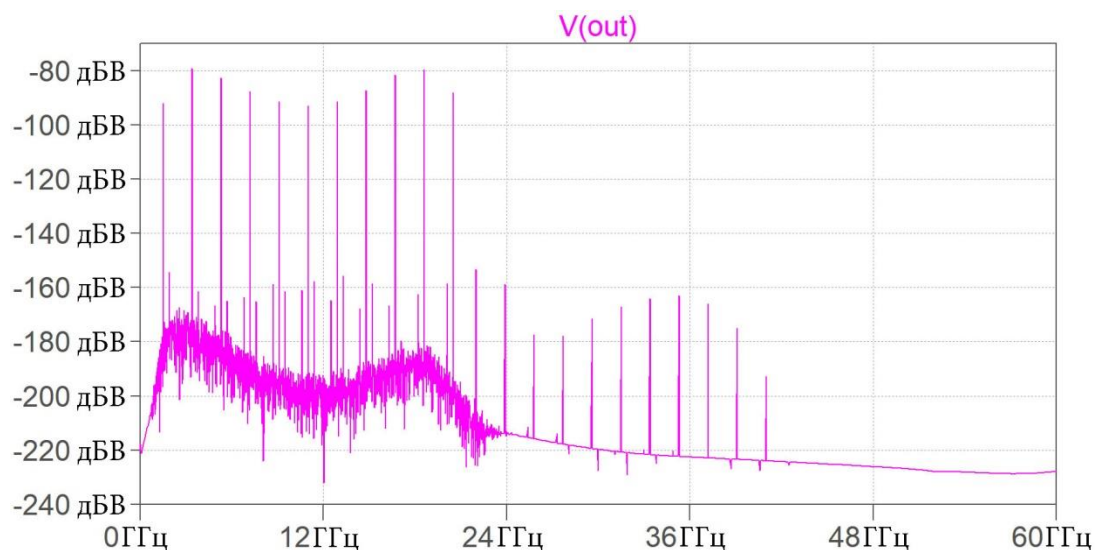


Рис. 36. Входной уровень 10 пВ ($1 \cdot 10^{-11}$ В или -220 дБВ).

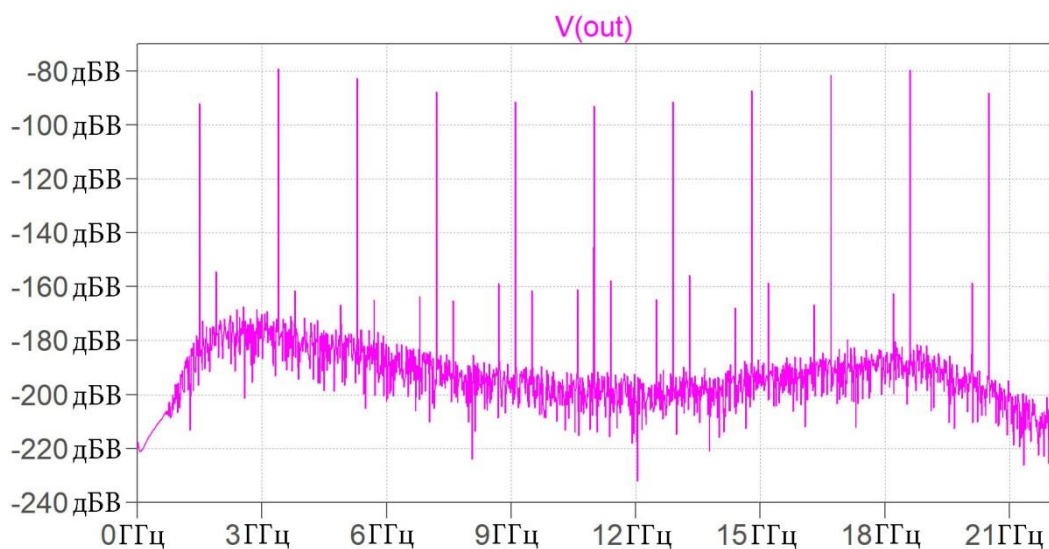


Рис. 37. Входной уровень 10 пВ ($1 \cdot 10^{-11}$ В или -220 дБВ).

На рис. 38 представлены амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики усилителя. На рис. 39 представлены амплитудно-частотные характеристики и групповая задержка сигналов. На рис. 40 представлены амплитудно-частотные характеристики и групповая задержка сигналов в температурном диапазоне от -20 до $+90^\circ\text{C}$, где характеристики наложены друг на друга в разном цвете с шагом 10°C .

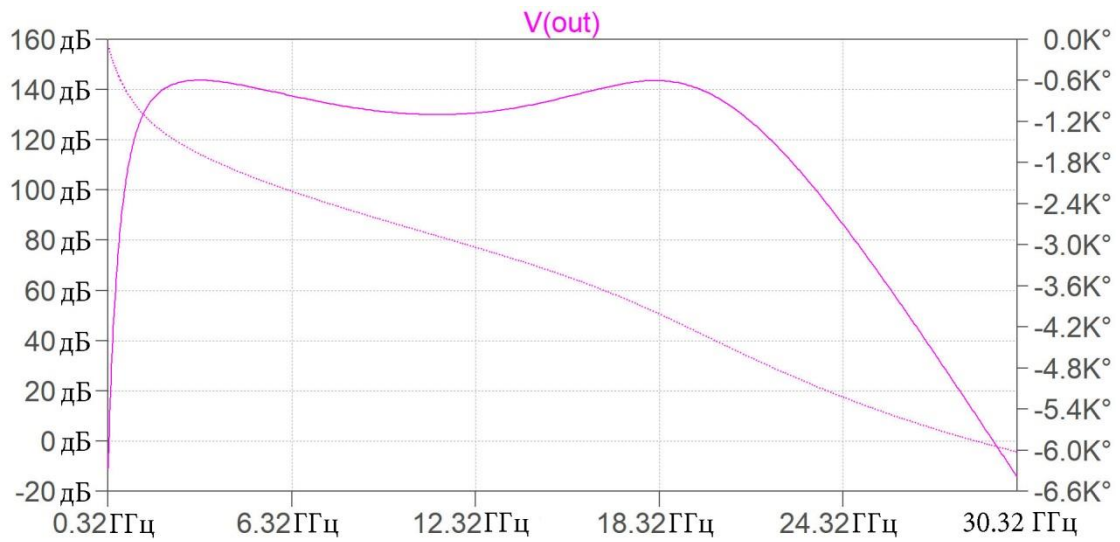


Рис. 38. АЧХ и ФЧХ усилителя “Е-18к-620_140дВ_1,5-20,5GHz”.

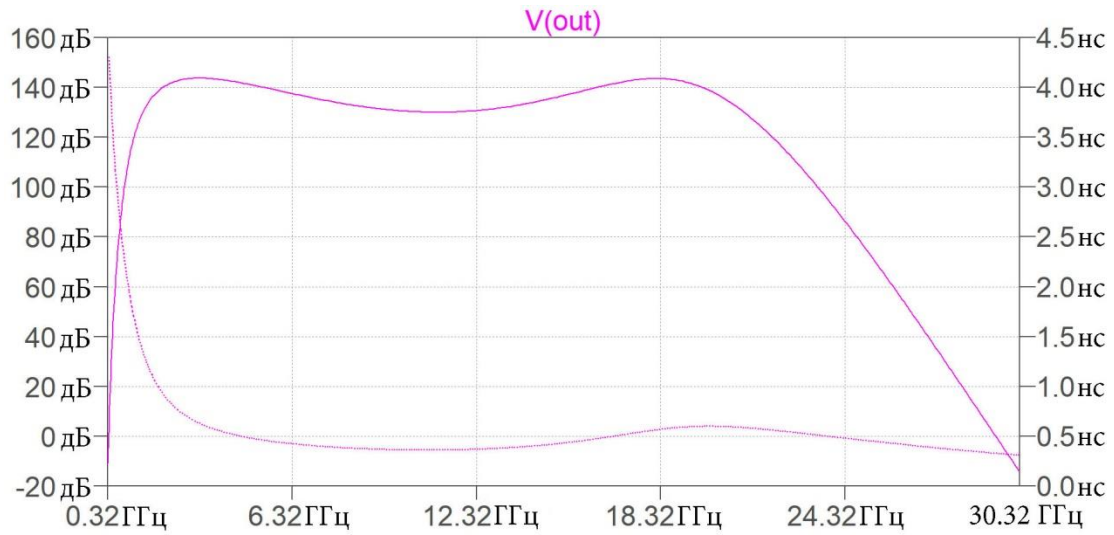


Рис. 39. АЧХ и время групповой задержки сигналов.

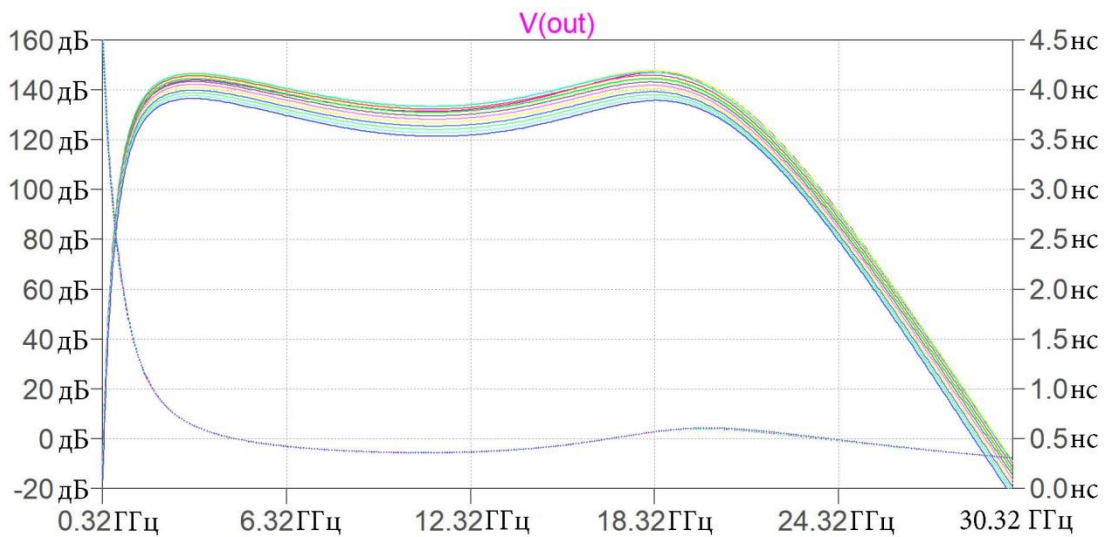


Рис. 40 АЧХ и время групповой задержки сигналов в диапазоне температур -20 до +90°С с шагом 10°С.

7. Устойчивый регенератор “15k_262dB 638-654 MHz”.

Устойчивый регенератор рис. 41 использует для регенеративного возбуждения классическую схему LC-трехточки генератора Колпитца [15].

Приводится описание этого регенератора для демонстрации большого коэффициента 262 дБ устойчивого усиления.

Основные характеристики устойчивого регенеративного усилителя:

Напряжение и ток питания	+15В / 255 мА -15В / 37 мА
Входное и выходное сопротивление	75 Ом
Полоса усиливаемых частот по уровню ± 1,5 дБ	638 – 654 МГц
Усиление	262 дБ ± 1,0 дБ
Гарантированная рабочая температура	от -20 до +90°С
Чувствительность при соотношении с/ш более 10 дБ	0,05 фВ ($5 \cdot 10^{-17}$ В)
Примененные СВЧ транзисторы	MRF927

Далее представляется выходной спектр в многосигнальном режиме усиления, где на вход устройства подаются:

пять сигналов (638, 642, 646, 650, 654 МГц), 1,0 фВ ($1 \cdot 10^{-15}$ В);

два сигнала (644, 652 МГц), 0,1 фВ ($1 \cdot 10^{-16}$ В);

два сигнала (640, 648 МГц), 0,05 фВ ($5 \cdot 10^{-17}$ В).

Уровни сигналов указаны в дБ относительно вольта на нагрузке 75 Ом.

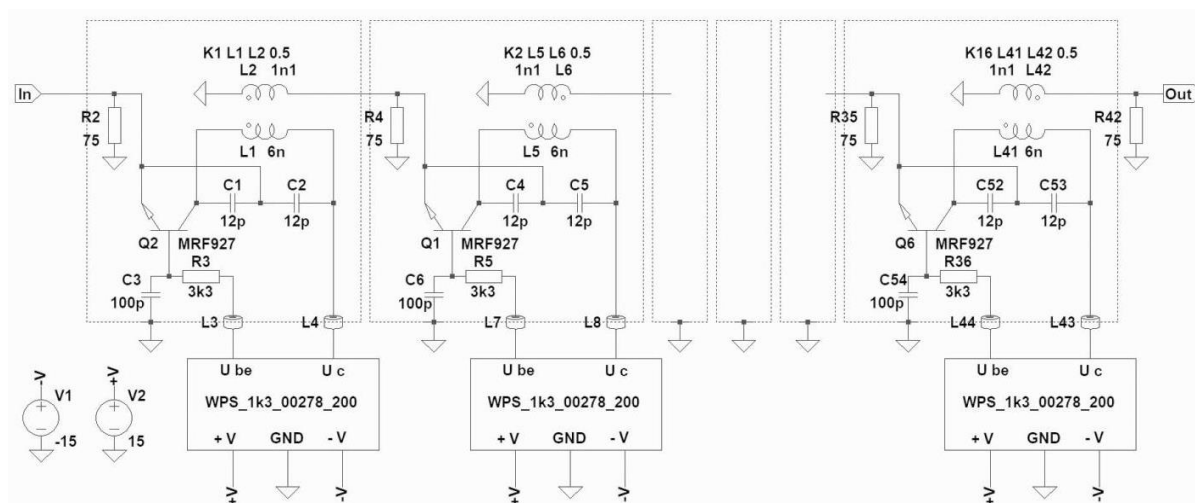


Рис. 41. Электрическая схема усилителя “15k_262dB 638-654 MHz”.

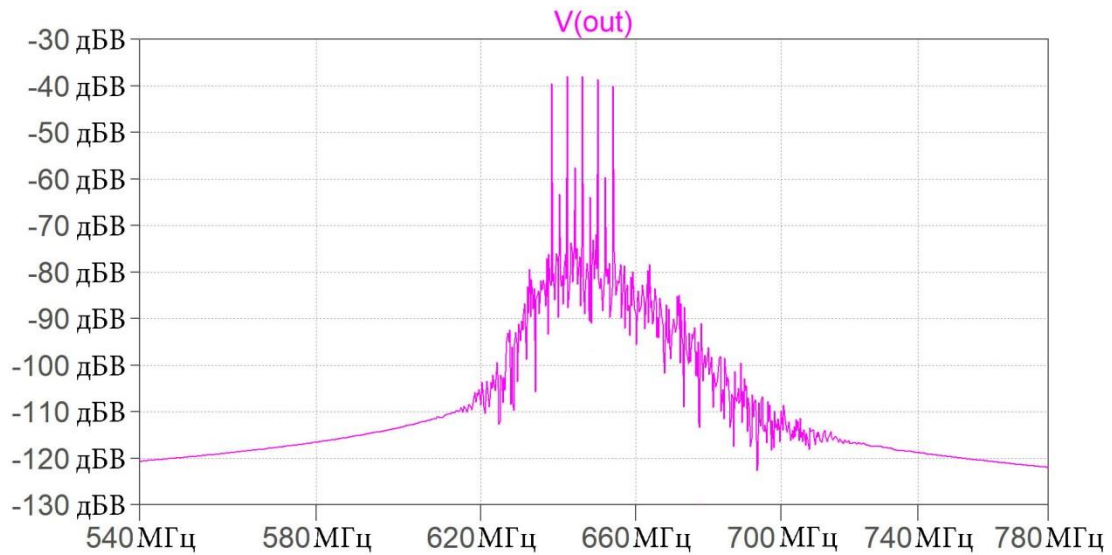


Рис. 42. Диапазон сканирования 540-780 МГц.

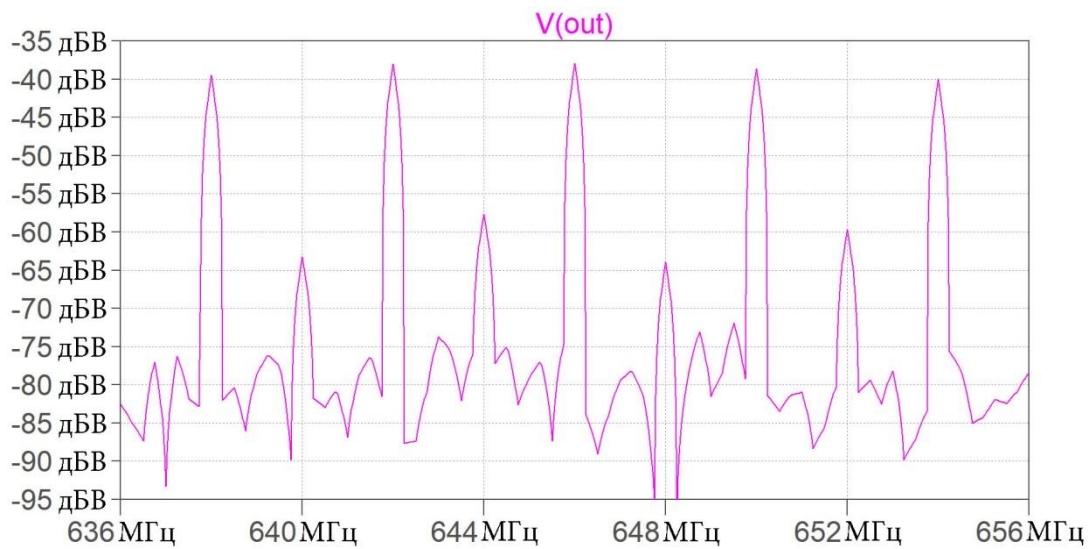


Рис. 43. Диапазон сканирования 636-656 МГц.

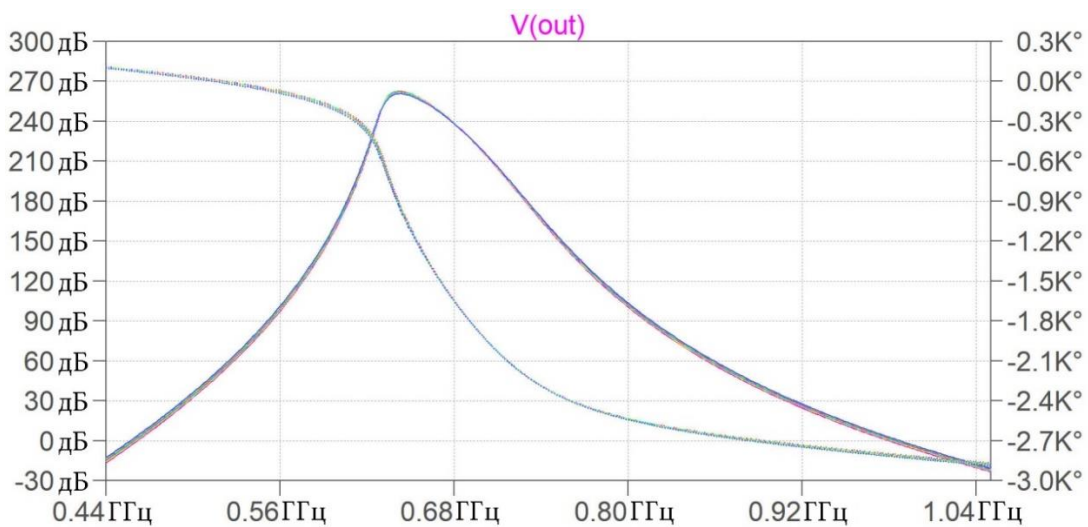


Рис. 44. Полный график АЧХ и ФЧХ в диапазоне температур -20 до +90°С с шагом 10°С.

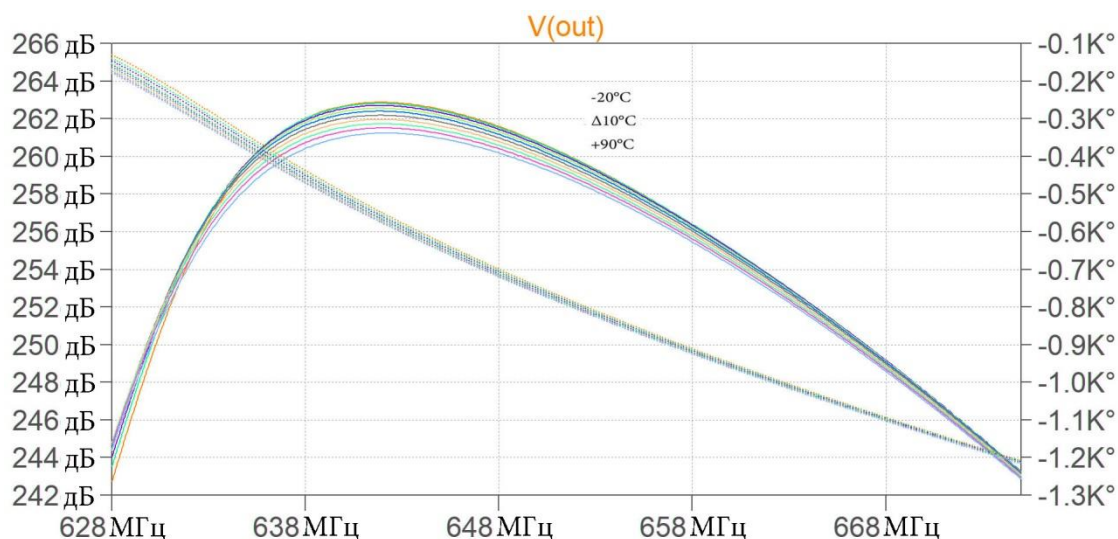


Рис. 45. Уточненный график АЧХ и ФЧХ в диапазоне температур -20 до $+90^{\circ}\text{C}$ с шагом 10°C .

Обратите особое внимание на конденсаторы $C3$, $C6$, ..., $C54$ в базовых цепях транзисторов рис. 41. На этих конденсаторах происходит интегральное накопление нулевых составляющих от шумов и сигналов, они обеспечивают или становятся причиной флуктуационного дрейфа рабочей точки [8] транзистора. Если этих или иных конденсаторов в базовой цепи транзистора не будет, то не будет флуктуационного дрейфа рабочей точки и генератор или регенератор не сможет возбудиться при любом коэффициенте положительной обратной связи на частотах усиления, в том числе паразитного. Это явление иногда наблюдается в практике построения генераторов, а скольконибудь внятного физического объяснения оно ранее не имело.

Заключение

Выявлен уточненный физический механизм потери и действенный механизм поддержания гарантированной устойчивости регенераторов.

Сформулированы необходимые и достаточные условия устойчивости.

Установлено, что для устойчивой регенерации коэффициент передачи активной отрицательной ОС по постоянной или нулевой составляющей должен быть больше коэффициента регенерации. При этом анализ устойчивости проводится для принципиально нелинейных устройств, что важно в силу

фактической нелинейности полупроводников и большинства иных усилительных элементов.

Получена возможность построения устойчивых регенераторов.

Приводятся сведения, подтверждающие теоретические выводы и условия на примере некоторых технических решений и реализаций практических устройств. Демонстрируются многократные технические преимущества устойчивых регенераторов над традиционными усилительными устройствами, в том числе, по устойчивости к возбуждению паразитной генерации в широком динамическом диапазоне и диапазоне температур, более того, они оказались не критичны к качеству экранирования [2, 3]. Последнее обстоятельство объясняется тем, что устойчивый регенератор не может возбудиться дважды, устойчивое возбуждение – это нормальное агрегатное состояние регенерации сигнала.

Одновременно с подтверждением возможности построения устойчивых регенераторов демонстрируются многократные технические преимущества устойчивых регенераторов над традиционными усилительными устройствами. Нет ограничений в стабильном усилении сигналов, в том числе в широкополосном многосигнальном режиме, до величин в несколько сотен децибел. Представлено значительное увеличение чувствительности устойчивых регенераторов и соответственно снижение собственных шумов на 9-10 порядков, а также улучшение ширины линейного динамического диапазона на 8-9 порядков. Эти улучшения происходят за счет того, что регенерация сигналов приводит к когерентной адаптивной временной свертке полезных сигналов на фоне одновременного несинхронного и несинфазного суммирования шумовых составляющих.

Демонстрируется улучшение полосы усиливаемых частот, не только в ожидаемую область минимизации, но также и в область значительного расширения, более чем на порядок, относительно предельно достижимого для конкретных образцов усилительного элемента, транзистора. Показываются примеры того, что широкополосные и сверхширокополосные регенераторы

могут строиться без LC контура, например на полосковых вентилях или широкополосных трансформаторах, что не противоречит теории устойчивой регенерации и полезно на практике.

Практика построения устойчивых регенераторов выявляет и подтверждает справедливость утверждения, что все способное возбудится или “звенеть” – способно устойчиво усиливать в режиме регенерации, если удастся этот режим стабилизировать.

Объясняются некоторые встречающиеся и не разъясненные в известных источниках физические явления, например, почему на практике трехточка генератора может не возбуждаться, а усилитель возбуждается или “свистит”, когда все известные требования необходимой устойчивости выполнены.

Особые улучшения характеристик демонстрируют мощные и сверхмощные регенераторы [20, 21, 22], что планируется к описанию в следующей публикации.

Регенераторы могут и должны занять достойное место в различных электронных устройствах усиления и обработки сигналов. Многократное превышение основных технических характеристик относительно традиционных решений построения электронных устройств позволяет устойчивым регенераторам многократно расширить возможности электронных систем и устройств. Ожидается значительный прорыв в области построения систем и устройств регистрации маломощных сигналов, в том числе биологических, космических, сейсмических и иных сигналов низкого и сверхнизкого уровня. Прогнозируются многократные улучшения в области построения систем и устройств маломощных сигналов, а также улучшение на несколько порядков основных технических характеристик систем связи, локации, физических, биологических, космических и иных измерений и исследований. Открываются перспективы развития пассивной связи и локации, в том числе, биологической, космической и в иных областях и направлениях.

Желаю специалистам понять и использовать управляемую регенерацию для освобождения своих замыслов и целей от нагромождения традиционных ограничений.

Литература

1. Мацаев А.С. Стабилизация характеристик усилителя с положительной обратной связью. М.: № 6 Радиотехника, 1994г
2. Мацаев А.С. Стабильные усилители с комплексной обратной связью. Техника средств связи. Серия: Техника радиосвязи. Выпуск 1.: Экос, 1991.
3. Мацаев А.С. Трехкаскадный полосовой усилитель с положительными обратными связями. Техника средств связи. Серия: Техника радиосвязи. Выпуск 1.: 1994.
4. Армстронг Эдвин Х. H04L27/06 США Патент US1113145 (A) – Беспроводная приемная система, опубликовано 29 октября 1913 г., выпущено 6 октября 1914 г.
5. Мейсснер Александр Германия Патент 291604 – Патентная спецификация осциллятора Мейсснера, опубликовано 10 апреля 1913 г.
6. Армстронг Эдвин Х. H04B1/26 США Патент US1342885 (A) – Метод приема высокочастотных колебаний, опубликовано 8 февраля 1919 г., выпущено 8 июня 1920 г.
7. Армстронг Эдвин Х. H03D11/02 (EP, США) Патент US1424065 (A) – Сигнальная система, опубликовано 27 июня 1921 г., выпущено 25 июля 1922 г.
8. Мацаев А.С., Мацаев А.А. Фликкер-шум или флуктуационный дрейф рабочей точки // Успехи современной радиоэлектроники. 2022.Т.76. №7. С.51-73. <https://doi.org/10.18127/j20700784-202107-05>
9. Васильев Д.В., Виталь М.Р., Горшенков Ю.Н. и др. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие для вузов / Под ред. Самойло К.А. – М.: Радио и связь, 1982 г.

10. Солодовников В.В. Частотный метод в теории автоматического регулирования: Сборник статей Автоматическое управление и вычислительная техника: Вып.8.- М.: Машиностроение. 1968 г.
11. Грибов Э.Б. Нелинейные явления в приемнопередающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. – М.: Связь, 1971 г.
12. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн.1 Пер. с англ. – М.: Мир, 1984 г.
13. Хоровиц П., Хилл Н. Искусство схемотехники. 7_е изд. Пер. с англ. – М.: Мир. БИНОМ, 2011.-704 с.: ил.;
14. Тице У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том 1: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 828 с.: ил.;
15. Тице У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том 2: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 943 с.: ил.;
16. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. Пер. с англ. – М.: Наука, 1964 г.
17. Брычков Ю.А., Маричев О.И., Прудников А.П. Таблицы неопределенных интегралов: Справочник. –М.: Наука, 1986 г.
18. Воронов А.А., Титов В.К., Новогранов Б.Н. Основы теории автоматического регулирования и управления. – М.: Высшая школа, 1977 г.
19. Мацаев А.С. Комплексная инновация усилителей мощности. Развитие первой серии микросхем // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. №7. С.69-77.
20. Мацаев А.С. Комплексная инновация усилителей мощности. Вторая серия микросхем // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. №7. С.69-77.
21. Мацаев А.С. Комплексная инновация усилителей мощности. Третья серия микросхем // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. №9. С.53-63.

Для цитирования:

Мацаев А.С. Стабилизация характеристик регенератора. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.2.3>