



Синтез усилителей промежуточной частоты с повышенными показателями качества

А. П. Алимов, Б. Ф. Змий

ВУНЦ ВВС «ВВА имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)

Аннотация: Рассмотрены вопросы аппроксимации требуемого уровня усиления в диапазоне рабочих частот с использованием чебышевского критерия близости и алгоритма Ремеза. В результате решения задач равноволновой аппроксимации получены полиномы в виде множителей четвертого порядка, аппроксимирующие различные уровни усиления при различных коэффициентах перекрытия по частоте $K_f = f_{\max}/f_{\min}$. Полученные полиномы позволяют перейти к реализации полосовых усилителей с требуемой избирательностью и величиной коэффициента усиления.

Проведен анализ зависимости показателей качества (динамического и частотного диапазонов, устойчивости и стабильности частотных характеристик) от функций чувствительности передаточных функций к отклонениям параметров элементов и установлен критерий оптимальности схем полосовых усилителей в виде произведения коэффициента усиления на чувствительность передаточной функции к отклонениям параметров активных элементов. Предложена схема полосового усилителя четвертого порядка на одном активном элементе и определены расчетные соотношения для параметров элементов, обеспечивающих минимальное значение критерия оптимальности в рабочем диапазоне частот.

Проведена сравнительная оценка предложенной и известных реализаций функции четвертого порядка и доказана возможность значительного повышения показателей качества избирательных усилителей, построенных по предлагаемой схеме.

Ключевые слова: аппроксимация, частотная характеристика, избирательный усилитель, активный четырехполосник, интегральный усилитель, чувствительность характеристик, динамический диапазон, усилитель промежуточной частоты, уровень собственных шумов, функция чувствительности.

В большинстве случаев в трактах промежуточной частоты используются избирательные RLC-усилители в виде каскадного соединения усилительных звеньев на связанных двух или трех контурах [1]. Такие звенья обладают недостаточно высокими показателями качества: динамическим и частотным диапазонами, устойчивостью, стабильностью частотных характеристик [2]. Экономичность достигается применением одного активного элемента, а массогабаритные показатели вполне удовлетворительные с использованием интегральных широкополосных



усилителей и интегральных малогабаритных элементов индуктивности.

На основе анализа показателей качества избирательных усилителей в работе установлены следующие соотношения [3]:

$$K_{\text{зу}} = \frac{1}{1 + \Gamma_0 \frac{\omega_p q}{\Pi}}; \quad K_m = \Gamma_0 \frac{K_m^K}{K};$$
$$D = D_A - 40 \lg \Gamma_0; \quad \omega_{\text{max}} \approx \frac{2Q\Pi\Delta a}{\Gamma_0}; \quad , \quad (1)$$
$$Ge_m(\omega) = (Ge_n(\omega)h^2(\omega) + Ge_K(\omega))\Gamma^2(\omega),$$

где $K_{\text{зу}}$ – коэффициент запаса устойчивости; K_m – коэффициент гармоник; D – динамический диапазон; ω_{max} – максимальная частота; $\Delta a \leq 3$ дБ – допустимая неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе рабочих частот; $Ge_m(\omega)$ – спектральная плотность шумов на выходе избирательного усилителя; $Ge_n(\omega)$ – спектральная плотность шумов пассивной части цепи; $Ge_K(\omega)$ – спектральная плотность шумов широкополосного усилителя; $h(\omega)$ – коэффициент передачи пассивной части цепи; $\Gamma(\omega) = |S_K^{H(j\omega)} K|$ – критерий оптимальности АRLC-четырёхполюсника; $S_K^{H(j\omega)} = \frac{\partial H(j\omega)}{\partial K} \cdot \frac{K}{H(j\omega)}$ – комплексная функция чувствительности передаточной функции к отклонению величины коэффициента усиления широкополосного усилителя K ; $\Gamma_0 = \Gamma(\omega_0)$ – значение функции чувствительности на центральной частоте; D_A – динамический диапазон широкополосного усилителя.

Последовательное включение пассивной цепи и широкополосного усилителя приводит к сильному влиянию коэффициента усиления K на показатели качества, особенно на уровень собственных шумов (1).

Поэтому, целью исследований является разработка оптимальных



структур и топологий $ARLC^d$ -четырёхполюсников, обеспечивающих максимально достижимые значения показателей качества и методики их синтеза.

Для решения задачи синтеза усилителей промежуточной частоты (авторами предлагается на звеньях четвертого порядка) необходимо вначале осуществить аппроксимацию заданного уровня функциями четвертого порядка, а затем решить задачу оптимальной реализации (в смысле минимума величины Γ_0).

1. Аппроксимация требуемых характеристик полосовых усилителей функциями четвертого порядка

Усилители промежуточной частоты обладают достаточно узкой полосой пропускания коэффициент перекрытия $K_f = f_{\max}/f_{\min}$ в полосе рабочих частот которого составляет от 1,05 до 1,4 при уровне усиления H_0 , принимающего значения от 100 до 10000.

Традиционно [4-6] аппроксимация заданных характеристик при единичном уровне усиления осуществляется на основе известных нормированных полиномов с использованием преобразования частоты:

$$\Lambda = \frac{p + \omega_0^2}{2\Delta\omega p}, \quad (2)$$

где, $\Lambda = j\hat{\omega}$, $p = j\omega$, ω_0 – центральная частота, $\hat{\omega} = \omega/\omega_0$ – нормированная круговая частота, ω – текущее значение круговой частоты, $2\Delta\omega$ – полоса пропускания.

Однако это длительная процедура вычислений, которая приводит к несколько измененной величине ошибки аппроксимации при изменении величины усиления.

¹ Под $ARLC$ -устройствами понимаются аналоговые радиотехнические устройства, выполненные на элементах R, L, C и широкополосных усилителей.



Авторами предлагается решение задачи аппроксимации заданного уровня H_0 в полосе частот полиномами четвертого порядка, тогда передаточная функция полосового усилителя будет иметь вид:

$$H(\Lambda) = \prod_{n=1}^N \frac{\sqrt[N]{B} \Lambda^2}{\left(\Lambda^4 + A_{3n} \Lambda^3 + A_{2n} \Lambda^2 + A_{1n} \Lambda + A_{0n} \right)}, \quad (3)$$

где N – число звеньев четвертого порядка; B – коэффициент, обеспечивающий заданный уровень АЧХ H_0 ; $A_{3n}, A_{2n}, A_{1n}, A_{0n}$ – нормированные коэффициенты передаточной функции полосового звена четвертого порядка.

Решение задачи аппроксимации сводится к определению вектора варьируемых параметров $\vec{A} = \{ \nu, A_{3n}, A_{2n}, A_{1n}, A_{0n} \}$, обеспечивающих заданный уровень усиления и неравномерность АЧХ в полосе пропускания удовлетворяющего условиям:

$$\max_{\vec{A}} \left| H_0 - H(\hat{\omega}, \vec{A}) \right| \leq \delta \quad (4)$$
$$\hat{\omega} \in 1 \dots K_f$$

где δ – допустимая ошибка аппроксимации; H_0 – заданный уровень усиления всей АRLC-цепи; $\hat{\omega}$ – нормированное значение частоты.

Определение вектора варьируемых параметров \vec{A} сводится к решению системы уравнений:



$$\left. \begin{array}{l} \left| H_0 - B \prod_{n=1}^N \frac{\hat{\omega}_1^2}{\sqrt{(\hat{\omega}_1^4 - A_{2n}\hat{\omega}_1^2 + A_{0n})^2 + (A_{3n}\hat{\omega}_1^3 + A_{1n}\hat{\omega}_1)^2}} \right| \leq \delta \\ \left| H_0 - B \prod_{n=1}^N \frac{\hat{\omega}_2^2}{\sqrt{(\hat{\omega}_2^4 - A_{2n}\hat{\omega}_2^2 + A_{0n})^2 + (A_{3n}\hat{\omega}_2^3 + A_{1n}\hat{\omega}_2)^2}} \right| \leq \delta \\ \dots \dots \dots \\ \left| H_0 - B \prod_{n=1}^N \frac{\hat{\omega}_k^2}{\sqrt{(\hat{\omega}_k^4 - A_{2n}\hat{\omega}_k^2 + A_{0n})^2 + (A_{3n}\hat{\omega}_k^3 + A_{1n}\hat{\omega}_k)^2}} \right| \leq \delta \end{array} \right\}. \quad (5)$$

где $\hat{\omega}_1, \hat{\omega}_2, \dots, \hat{\omega}_k$ – значения нормированных частот, соответствующих наибольшему и наименьшему значениям АЧХ.

После определения первого приближения вектора \vec{A} определяются точки альтернанса $\hat{\omega}_i$ на основе решения системы уравнений:

$$\frac{dH(\hat{\omega}_i, \vec{A})}{d\hat{\omega}} = 0, \quad i \in 1 \dots k \quad (6)$$

где k – число аппроксимирующих точек, через которые проходит аппроксимирующая функция.

Далее осуществляется решение уравнений (5) с новыми значениями частот $\hat{\omega}_i$, а затем уравнений (6) с новыми значениями \vec{A} . Итерации продолжаются до тех пор, пока ошибка вычислений $\hat{\omega}_i$ не достигнет

$$\xi = \frac{\hat{\omega}_{i+1} - \hat{\omega}_i}{\hat{\omega}_i} = 10^{-6}.$$

Для примера в таблице 1 представлены нормированные значения коэффициентов передаточной функции описывающую АЧХ полосового усилителя с требуемыми параметрами ($K_f = 1,37$, $\Delta a = 1$ дБ) четвертым,

восьмым и двенадцатым порядками. Требуемый уровень усиления определяется коэффициентом B .

Таблица 1.

Коэффициенты аппроксимирующей передаточной функции

Порядок усилителя	K_n	№ звена	Коэффициенты передаточной функции				
			B/H_0	A_3	A_2	A_1	A_0
4	3,25	1	0,1038	0,347	2,11	0,347	1
8	1,45	1	$2,6 \times 10^{-3}$	0,088	2,099	0,088	1
		2		0,213	2,028	0,213	1
12	1,172	1	$6,5 \times 10^{-5}$	0,039	2,099	0,039	1
		2		0,107	2,056	0,107	1
		3		0,147	2,012	0,147	1

Результаты аппроксимации АЧХ полосового усилителя четвертого, восьмого и двенадцатого порядков представлены на рисунке 1.

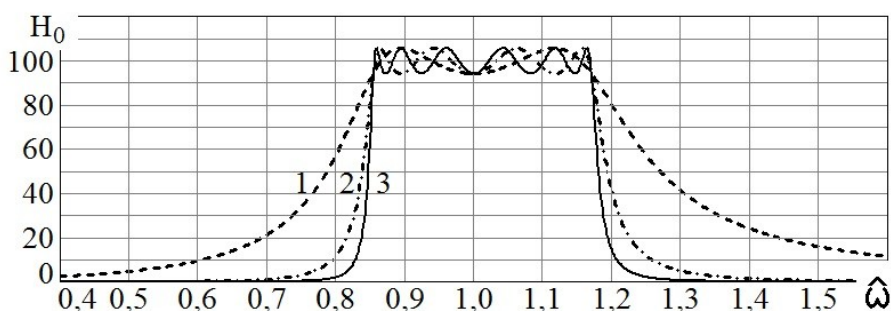


Рис. 1 – Аппроксимация АЧХ усилителя звеньями четвертого порядка:

1) четвертого порядка; 2) восьмого порядка; 3) двенадцатого порядка

Такая методика аппроксимации позволяет получить коэффициенты передаточной функции для любых значений уровней H_0 , коэффициентов перекрытия по частоте K_f и неравномерности АЧХ в полосе пропускания Δa . Авторами получены коэффициенты аппроксимирующих полиномов четвертого, восьмого и двенадцатого порядков для значений K_f от 1,05 до 3 и неравномерности АЧХ в полосе Δa от 0,1 до 3 дБ.

2. Реализация звеньев избирательных усилителей промежуточной частоты

Задача реализации усилителя промежуточной частоты сводится к определению оптимальной топологии и оптимальных параметров элементов схемы, реализующую требуемую форму амплитудно-частотной характеристики и оптимальные значения показателей качества.

Применение усилительных звеньев второго и третьего порядков (рис. 2) при построении усилителей промежуточной частоты удобно [7,8], однако при необходимости большого коэффициента усиления (больше ста) потребуется большое число активных элементов, которое приводит к большим уровням собственных шумов и потребляемой энергии.

Применение звеньев третьего порядка может быть использовано для реализации полосовых составных (из фильтра нижних и верхних частот) усилителей.

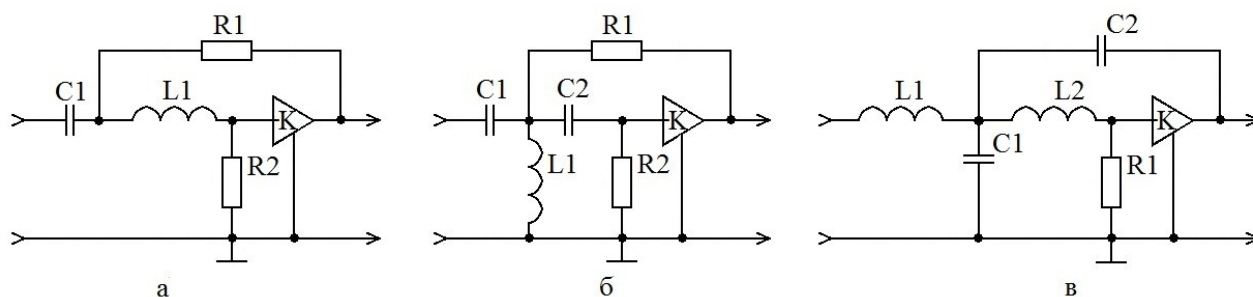


Рис. 2 – Избирательные усилители: а – второго порядка;

б-в – третьего порядка

Применение усилительных звеньев четвертого порядка на связанных колебательных контурах не позволяет оптимизировать величину чувствительности Γ_0 в пространстве параметров элементов, так как она численно равна коэффициенту усиления независимо от топологии пассивной части (RLC-цепи).

В связи с этим возникает задача разработки усилительного звена



четвертого порядка с такой топологией, которая позволяла бы минимизировать величину Γ_0 , что обеспечит улучшение показателей качества избирательного усилителя.

Основные показатели качества зависят от величины Γ_0 (1), минимизацию которой в пространстве параметров элементов можно осуществить на основе решения задачи:

$$\min_{\vec{C}} \max_{\omega} \left| S_K^{H(j\omega, \vec{C})} \cdot K \right| \leq \Gamma_0 \quad (7)$$
$$\omega \in \omega_{-\chi} \dots \omega_{\chi}$$

где $\vec{C} = \{L_i, C_i, R_i, K\}$ – вектор, включающий в себя параметры элементов схемы и коэффициент усиления K ; $\omega_{-\chi} \dots \omega_{\chi}$ – полоса рабочих частот.

Для цепей второго порядка минимума $\Gamma(\omega)$ можно достичь только тогда, когда величина K входит в характеристический полином при переменной p [3], поэтому для активной ARLC-цепи четвертого порядка величина K должна входить в характеристический полином при переменной p^2 [9,10], то есть функция обратной связи должна иметь вид $\beta(p) = b \cdot p^2$. Из выражения (1) для спектральной плотности мощности шумов следует возможность снижения выходного уровня шумов за счет уменьшения величины $\Gamma(\omega)$ и увеличения величины коэффициента передачи $h(\omega)$ пассивной RLC-цепи. Повышение уровня $h(\omega)$ можно достичь на основе использования последовательного соединения L, C элементов. Поэтому полосовой усилитель может быть реализован при небольших коэффициентах K а, следовательно, с меньшим уровнем шумов на выходе. На основе топологических методов [3] разработана схема ARLC-четырёхполюсника четвертого порядка, представленная на рис. 3.

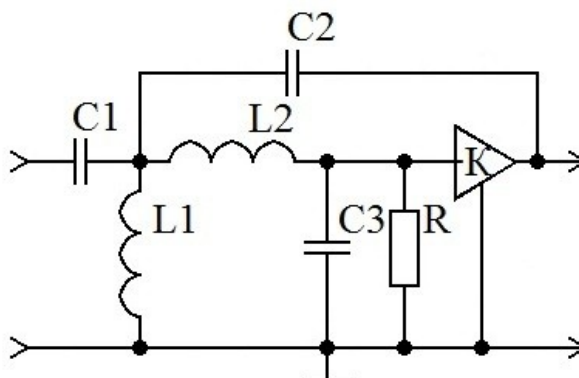


Рис. 3 – Оптимальная схема ARLC-четырёхполюсника четвертого порядка

Операторная передаточная функция будет равна:

$$H(p) = \frac{\frac{KC_1}{(C_1 + C_2)L_2C_3} \cdot p^2}{p^4 + p^3 \cdot \frac{G}{C_3} + p^2 \cdot \left(\frac{KC_2 + C_1 + C_2}{(C_1 + C_2)L_2C_3} + \frac{L_1 + L_2}{(C_1 + C_2)L_1L_2} \right) + p \cdot \frac{G(L_1 + L_2)}{(C_1 + C_2)C_3L_1L_2} + \frac{1}{(C_1 + C_2)C_3L_1L_2}}, \quad (8)$$

поэтому расчетные соотношения для параметров элементов примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt[4]{B} &= \frac{C_1 \cdot K}{L_2C_3(C_1 + C_2)}; & A_{0n} &= \frac{1}{L_1L_2(C_1 + C_2)C_3}; & A_{1n} &= \frac{G(L_1 + L_2)}{L_1L_2(C_1 + C_2)C_3}; \\ A_{2n} &= \frac{L_1(C_1 + C_2 + KC_2) + L_2C_3 + L_1C_3}{L_1L_2(C_1 + C_2)C_3}; & A_{3n} &= \frac{G}{C_3}; \\ \Gamma_{0n} &\cong \left| K \cdot \left[\frac{j\omega_{cp}C_3 + G}{j\omega_{cp} \cdot (C_3 + K \cdot C_2) + G} \right] \right|. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $A_{3n}, A_{2n}, A_{1n}, A_{0n}$ – коэффициенты, полученные в результате решения системы уравнений (5). В работе установлено, что минимальное значение функции чувствительности $\Gamma(\omega)$ лежит в области единицы при решении задачи минимизации $\Gamma(\omega)$ в пространстве параметров элементов:

$$\min_{\vec{C}} \left| \Gamma(\omega, \vec{C}, K) - 1 \right| \leq \delta_{\Gamma}. \quad (10)$$

Динамический и частотный диапазоны разработанной схемы сравнимы с показателями интегрального усилителя, а уровень шумов усилителя сравним с уровнем шумов пассивной части (RLC-цепи).

Для коэффициента усиления избирательного усилителя $H_0 = 100$, центральной частоты $f_0 = 128$ кГц и полосы пропускания $2\Delta f = 40$ кГц (коэффициент перекрытия по частоте $K_f = 1,37$) и при $\Gamma_0 = 1,2$ для предлагаемой схемы получены значения параметров элементов, представленные в таблице 2.

Таблица 2.

Рассчитанные параметры элементов для звена четвертого порядка

Параметры элементов схемы						
C_1 , нФ	C_2 , нФ	C_3 , нФ	R_1 , кОм	L_1 , мкГн	L_2 , мкГн	К
150,5	1,423	1,81	2	10,56	863,9	10,35

В настоящее время существуют керамические чип-конденсаторы емкостью до 47 мкФ и чип-индуктивности с величиной индуктивности до 2,2 мГн, размеры которых не превышают 20 мм^2 , поэтому возможна миниатюризация рассматриваемых схем.

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики предлагаемой схемы с рассчитанными параметрами примет вид, представленный на рис. 4.

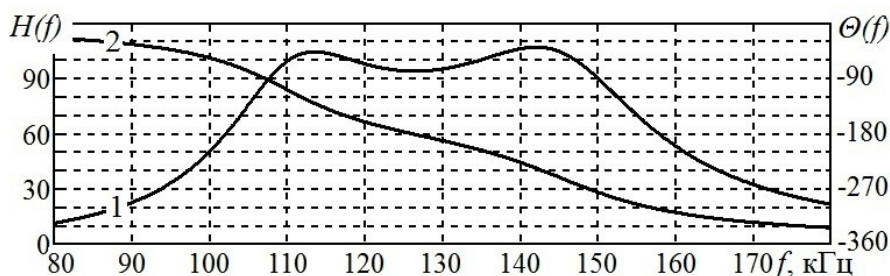


Рис. 4 – Амплитудно-частотная (1) и фазочастотная (2) характеристики предлагаемой схемы избирательного усилителя

Для таких же исходных данных рассчитаны параметры элементов в ARC-базисе и в ARLC-базисе на связанных контурах (рис. 5).

В работе проведены исследования уровня шумов на выходе реализаций четвертого порядка на связанных контурах, на звеньях в ARC-базисе и по

предлагаемой схемы.

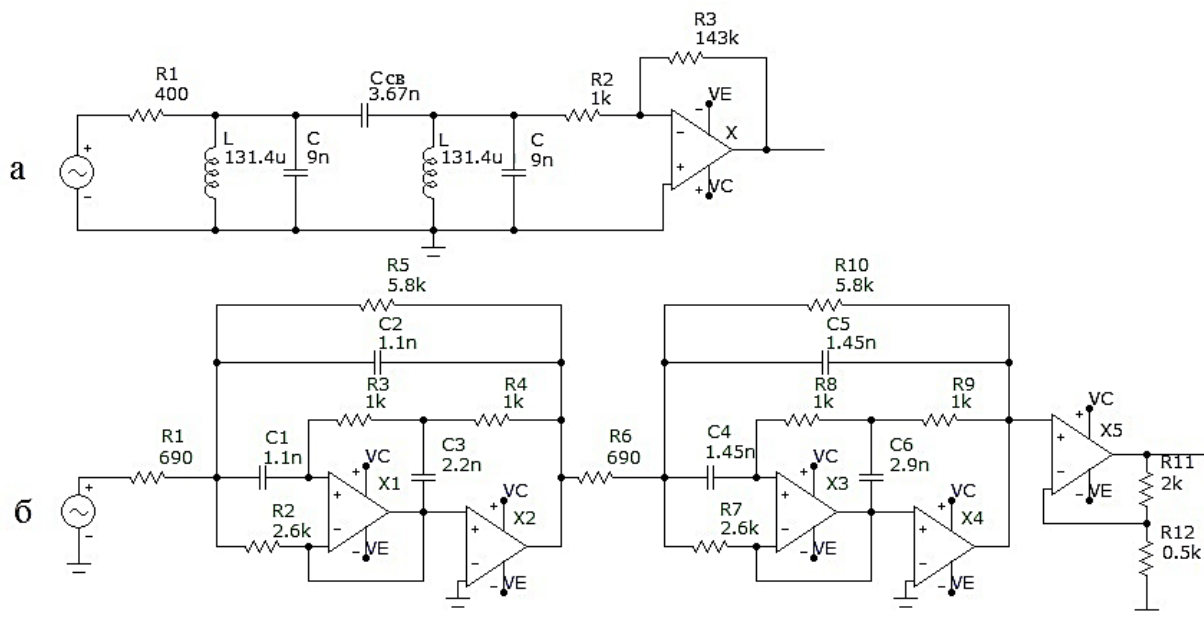


Рис. 5 – Схемы полосовых усилителей четвертого порядка в ARLC-базисе на связанных контурах (а) и в ARC-базисе на звеньях второго порядка (б)

Результаты сравнения по уровню спектральной плотности шумов представлены на рис. 6, на основании которых можно утверждать о преимуществах предлагаемой схемы. По габаритно-весовым показателям схемы сравнимы, по экономичности проигрывает ARC-базис, так как требуется большое число R, C и усилительных элементов.

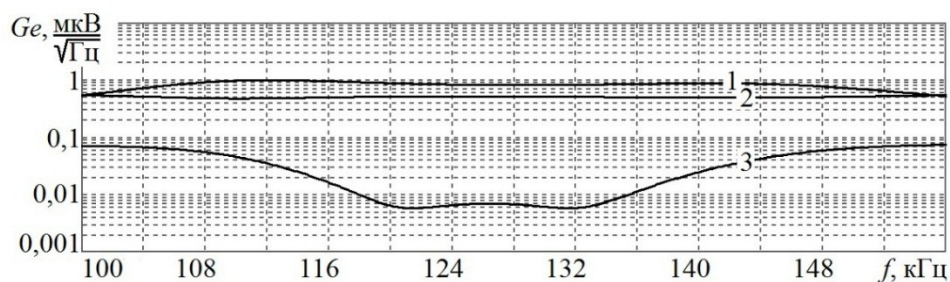


Рис. 6 – Распределение спектральной плотности шумов в полосе рабочих частот избирательных усилителей: 1 – в ARC-базисе; 2 – на связанных контурах; 3 – по предлагаемой схеме

Исследования стабильности частотных характеристик избирательных усилителей проводились по методу Монте-Карло при отклонении параметров элементов рассматриваемых схем на $\frac{\Delta l_i}{l_i} = 1\%$. Результаты исследований представлены на рис. 7.

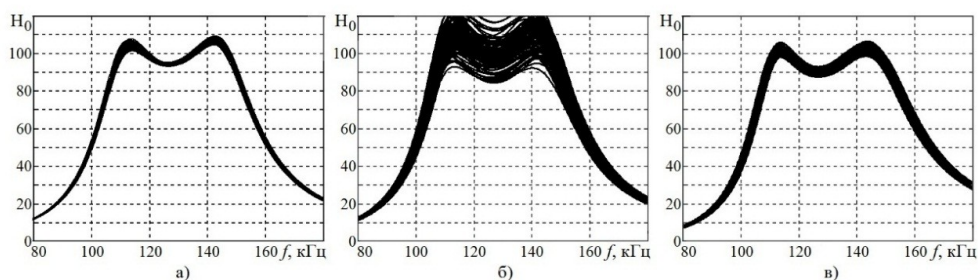


Рис. 7 – Результаты исследований стабильности частотных характеристик избирательных усилителей по методу Монте-Карло: предлагаемой схемы (а), на ARC-звеньях второго порядка (б) и ARLC-звена на связанных контурах (в)

Реализация усилителей промежуточной частоты наиболее целесообразна на предлагаемых ARLC-звеньях четвертого порядка, однако на более низких частотах (ниже 100 кГц) альтернативы ARC-звеньям нет, так как возрастают габариты катушек индуктивности.

Для коэффициента усиления $H_0 \geq 100$ разработаны усилители восьмого или двенадцатого порядка (каскадное соединение звеньев четвертого порядка), параметры элементов для которых приведены в таблице 3, а их характеристики представлены на рис. 8.

Таблица 3.

Рассчитанные параметры элементов схемы избирательного усилителя

Порядок усилителя	№ звена	Параметры элементов						
		C_1 , нФ	C_2 , нФ	C_3 , нФ	R_1 , кОм	L_1 , мкГн	L_2 , мкГн	K
8	1	149,9	0,681	2,953	2	10,74	525,9	1,59
	2	106	1,389	7,129	2	15,89	206,4	1,528
12	1	399,3	1,543	4,286	2	3,997	365,4	0,483
	2	126,1	1,647	5,855	2	13,03	257,6	0,397
	3	201,6	2,8	16	2	8,478	90,59	0,39

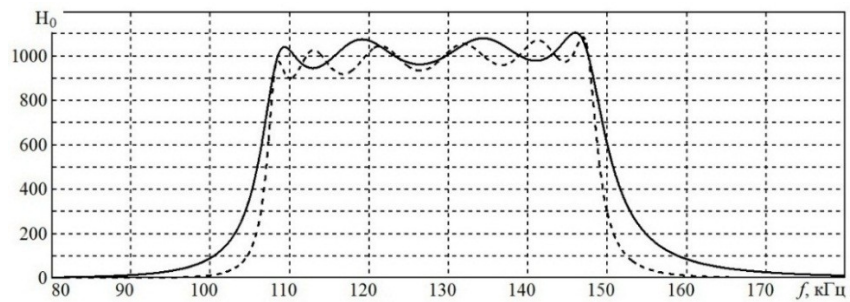


Рис. 8 – АЧХ избирательного усилителя промежуточной частоты на предлагаемых звеньях восьмого порядка (сплошная линия) и двенадцатого порядка (пунктирная линия)

Следует, однако, отметить, что дальнейшего улучшения избирательности можно достичь при цифровой фильтрации.

Заключение

В работе установлен критерий оптимальности схем ARLC-четырёхполюсников, минимизация которого в пространстве параметров элементов схем позволяет достичь наилучших показателей качества (повысить динамический и расширить частотный диапазоны, увеличить устойчивость и стабильность характеристик) избирательных усилительных устройств при достаточно малых габаритах и величин потребляемой энергии.

Разработаны оптимальные топологии избирательных усилителей, позволяющие реализовать усилители в диапазоне от 0,3 до 100 МГц с улучшенными показателями качества.

Наиболее целесообразной из возможных реализаций полосовых усилителей является предложенная схема, содержащая минимальное количество активных, резистивных и индуктивных элементов и обеспечивающая возможность минимизации критерия оптимальности во всем диапазоне рабочих частот.



Литература

1. Симонов Ю. Л. Усилители промежуточной частоты. М.: Сов. радио, 1973. – 384 с.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.; Под редакцией Н. Н. Фомина. – 3-е издание, стереотип. – М.: Горячая линия. – Телеком, 2007. – 520 с.: ил.
3. Змий Б. Ф. Синтез линейных устройств обработки сигналов на активных четырехполюсниках высших порядков. Монография. – Воронеж: ВАИУ, 2008. – 325 с., ил.
4. Johnson D., Johnson J., Moore H. A handbook of active filters. Prentice-Hall, New Jersey, 1980. – 244 p.
5. Lawrence P. Huelsman, Phillip E. Allen. Introduction to the theory and design of active filters/ McGraw-Hill, New York, 1980. – 429 p.
6. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. – М.: Радио и связь, 1983. – 752 с., ил.
7. Крутчинский С. Г., Прокопенко Н. Н., Сухинин Б. М., Будяков П. С. // Высокочастотные SiGe-избирательные усилители с узкой полосой пропускания // Инженерный вестник Дона, 2012, №3 URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1031/.
8. Прокопенко Н. Н., Крутчинский С. Г., Манжула В. Г. // Высокочастотные звенья активных фильтров смешанных СнК на базе усилителей тока // Инженерный вестник Дона, 2012, №4 URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4p2y2012/1397/.
9. Алимов А. П., Ананьев А. В., Змий Б. Ф. // Способ уменьшения уровня собственных шумов в избирательных усилителях // Специальная техника 2016 №4, с. 16-21.
10. Алимов А. П., Змий Б. Ф. // Методика синтеза усилителей радиочастоты с повышенным динамическим диапазоном // Успехи



современной радиоэлектроники 2016 №12, с. 76-82.

References

1. Simonov Ju. L. Usiliteli promezhutochnoj chastity [Amplifiers of intermediate frequency]. M.: Sov. radio, 1973. 384 p.
2. Radiopriemnye ustrojstva [Radio receivers]: Uchebnik dlja vuzov. N. N. Fomin, N. N. Buga, O. V. Golovin i dr.; Pod redakciej N. N. Fomina. 3-e izdanie, stereotip. M.: Gorjachaja linija Telekom, 2007. – 520 p.: il.
3. Zmij B. F. Sintez linejnyh ustrojstv obrabotki signalov na aktivnyh chetyrehpoljuskah vysshih porjadkov [Design of linear signal data processors employing active higher order two-ports]. Monografija. Voronezh: VAIU, 2008. 325 p., il.
4. Johnson D., Johnson J., Moore H. A handbook of active filters. Prentice-Hall, New Jersey, 1980. 244 p.
5. Lawrence P. Huelsman, Phillip E. Allen. Introduction to the theory and design of active filters/ McGraw-Hill, New York, 1980. 429 p.
6. Zaal' R. Spravochnik po raschetu fil'trov [The reference manual by calculation of filters]: Per. s nem. M.: Radio i svjaz', 1983. 752 p., il.
7. Krutchinskij S. G., Prokopenko N. N., Suhinin B. M., Budjakov P. S. Inzhenernyj vestnik Dona, 2012, №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1031/.
8. Prokopenko N. N., Krutchinskij S. G., Manzhula V. G. Inzhenernyj vestnik Dona, 2012, №4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4p2y2012/1397/.
9. Alimov A. P., Anan'ev A. V., Zmij B. F. Special'naja tehnika 2016, №4, pp. 16 – 21.
10. Alimov A. P., Zmij B. F. Uspehi sovremennoj radiojelektroniki, 2016, №12, pp. 76 – 82.