

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА УЗКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

(Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – № 12. – С. 29 – 35)

Титов А.А.

Предлагается методика параметрического синтеза четырехполюсной корректирующей цепи третьего порядка, позволяющая осуществлять расчет мощных узкополосных усилительных каскадов по таблицам нормированных значений элементов используемой цепи. Приводится пример расчета каскада на транзисторе КТ939А, результаты машинного и натурального эксперимента, описание схемы усилителя с полосой пропускания 425-445 МГц и выходной мощностью 30 Вт.

Узкополосные усилители мощности используются в радиотехнических системах различного назначения, в частности в системах модуляции лазерного излучения, пейджинговой и радиорелейных связи, системах УКВ ЧМ и FM вещания [1].

Исследования различных схемных решений построения корректирующих цепей узкополосных усилителей мощности показали, что наиболее эффективной и простой в изготовлении и настройке является четырехполюсная корректирующая цепь (КЦ) третьего порядка, схема, которой приведена на рис. 1 [1-3].

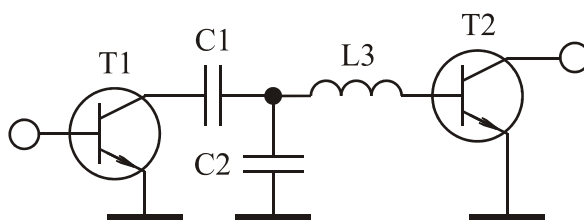


Рис. 1

Цель работы – разработка методики параметрического синтеза рассматриваемой КЦ, позволяющей по таблицам нормированных значений элементов цепи осуществлять реализацию усилительных каскадов с максимально возможным, для заданного схемного решения, коэффициентом усиления, при одновременном обеспечении заданной допустимой неравномерности амплитудно-частотной характеристики.

Для решения поставленной задачи воспользуемся однонаправленной моделью транзистора, согласно которой его входной и выходной импедансы описываются RC- и RL-цепями, а коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования падает с ростом частоты со скоростью 6 дБ на октаву [4,5], то есть выражается формулой:

$$G_{\text{ном12}}(\omega) = \omega_{\text{mag}}^2 / \omega^2,$$

где ω_{mag} – частота, на которой $G_{\text{ном12}} = 1$;

ω – текущая частота.

В соответствии с этим от схемы, приведенной на рис. 1, перейдем к схеме приведенной на рис. 2.

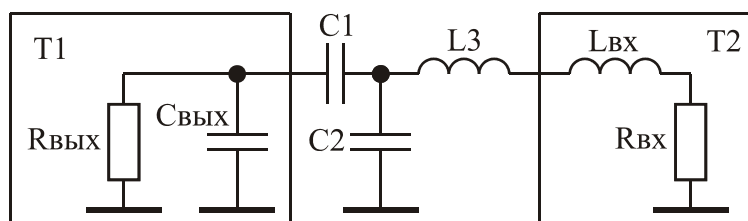


Рис. 2

Вводя идеальный трансформатор после конденсатора C_1 , с последующим применением преобразования Нортон [6], перейдем к схеме, представленной на рис. 3.

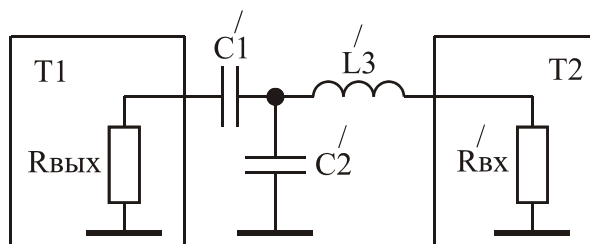


Рис. 3

Для полученной схемы, в соответствии с [4,7], коэффициент передачи последовательного соединения КЦ и транзистора T_2 , при условии его согласования по выходу, может быть описан в символьном виде дробно-рациональной функцией комплексного переменного:

$$S_{21}(p) = S_{210} \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3}, \quad (1)$$

где $p = j\Omega$;

$\Omega = \omega/\omega_0$ – нормированная частота;

ω – текущая круговая частота;

ω_0 – центральная круговая частота полосы пропускания разрабатываемого усилителя;

$$S_{210} = 2C'_{1H} \sqrt{R'_{ВХН} G_{НОМ1,2}(1)}; \quad (2)$$

$G_{НОМ1,2}(1)$ – коэффициент усиления транзистора T_2 по мощности в режиме двухстороннего согласования на частоте $\Omega=1$;

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= C'_{1H} + R'_{ВХН} (C'_{1H} + C'_{2H}); \\ a_2 &= L'_{3H} (C'_{1H} + C'_{2H}) + R'_{ВХН} C'_{1H} C'_{2H}; \\ a_3 &= C'_{1H} C'_{2H} L'_{3H}; \end{aligned} \right\}$$

$$R'_{ВХН} = R_{ВХН} (a_1 - C_{ВЫХН})^2 / a_1^2; \quad (3)$$

$R_{ВХН}, C_{ВЫХН}, C'_{1H}, C'_{2H}, L'_{3H}$ – нормированные относительно $R_{ВЫХ}$ и ω_0 значения элементов $R_{ВХ}, C_{ВЫХ}, C'_1, C'_2, L'_3$.

Из (1) следует, что коэффициент усиления каскада на частоте $\Omega=1$ равен:

$$S_{210} = \frac{2C'_{1H} \sqrt{R'_{ВХН} G_{НОМ1,2}(1)}}{\sqrt{(1 - a_2)^2 + (a_1 - a_3)^2}}. \quad (4)$$

По известным значениям $C_{ВЫХН}, C'_{1H}, C'_{2H}, L'_{3H}$, переходя от схемы на рис. 3 к схеме на рис. 2, найдём:

$$\left. \begin{aligned} C_{1H} &= C'_{1H}/K; \\ C_{2H} &= [C'_{2H} - C'_{1H}(K-1)]/K^2; \\ L_{3H} &= L'_{3H}K^2 - L_{ВХН}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $K = C'_{1H}/(C'_{1H} - C_{ВЫХН})$;

$L_{ВХН}$ – нормированное относительно $R_{ВЫХ}$ и ω_0 значение $L_{ВХ}$.

Для расчета нормированных значений элементов $C'_{1H}, C'_{2H}, L'_{3H}$ воспользуемся методикой параметрического синтеза корректирующих цепей, подробно описанной в [8], основанной на синтезе функции-прототипа, соответствующей заданной форме амплитудно-частотной характеристики каскада с КЦ, и решении системы нелинейных уравнений относительно нормированных значений элементов КЦ. Достоинством указанной методики является то, что рассчитанные на ее основе нормированные значения элементов КЦ позволяют осуществлять реализацию усилительных каскадов с максимально возможным, для заданного схемного решения, коэффициентом усиления, при одновременном обеспечении заданной допустимой неравномерности амплитудно-частотной характеристики в заданной полосе частот.

Результаты расчета элементов $C'_{1H}, C'_{2H}, L'_{3H}$ приведены в таблице для случая реализации усилительного каскада с различной величиной относительной полосы пропускания (ОПП), определяемой отношением f_B/f_H , где f_B, f_H – верхняя и нижняя граничные частоты усилителя, для неравномерности АЧХ равной $\pm 0,25$ дБ и для различных значений $R'_{ВХН}$. Здесь же даны значения коэффициентов a_1, a_2, a_3 , соответствующие заданной ОПП.

Анализ полученных результатов позволяет установить следующее. При заданной ОПП существует определенное значение $R'_{ВХН}$, при превышении которого реализация каскада с требуемой формой АЧХ становится

невозможной. Это обусловлено уменьшением добротности рассматриваемой цепи с увеличением $R'_{вхн}$.

При условии $f_B/f_H > 1,3$ в каскаде с анализируемой КЦ коэффициент усиления в области частот ниже f_H оказывается соизмеримым с его коэффициентом усиления в полосе рабочих частот. Поэтому в таблице приведены результаты расчетов нормированных значений элементов КЦ ограниченные отношением f_B/f_H равным 1,3. Для построения усилителя мощности с ОПП более 1,3 может быть рекомендована четырехэлементная КЦ, подробная методика расчета которой приведена в [9].

При известных $\omega_0, R_{вых}, C_{вых}, L_{вх}, R_{вх}$ расчет КЦ состоит из следующих этапов. Вычисляются значения элементов $C_{вхн}, L_{вхн}, R'_{вхн}$. По таблице выбираются значения $C'_{1н}, C'_{2н}, L'_{3н}$ соответствующие требуемому значению ОПП и рассчитанному значению $R'_{вхн}$. По формулам пересчета (5) рассчитываются значения $C_{1н}, C_{2н}, L_{3н}$ и осуществляется их денормирование.

Таблица – Нормированные значения элементов КЦ

Значения ОПП и коэффициентов a_1, a_2, a_3	$R'_{вхн}$	$C'_{1н}$	$C'_{2н}$	$L'_{3н}$	
$f_B/f_H = 1,05$	0.0057	2.036	11.819	0.081	
	0.0056	2.043	10.763	0.088	
	0.0054	2.051	9.732	0.097	
	$a_1 = 2.1145$	0.0049	2.062	8.61	0.109
	$a_2 = 1.2527$	0.0043	2.072	7.868	0.119
	$a_3 = 1.9394$	0.0026	2.092	6.711	0.138
	0.0	2.115	5.78	0.159	
$f_B/f_H = 1,1$	0.0347	0.907	3.606	0.231	
	0.034	0.92	3.277	0.251	
	0.033	0.933	2.993	0.271	
	$a_1 = 1.0630$	0.03	0.956	2.62	0.302
		0.025	0.981	2.31	0.334

$a_2=1.1546$ $a_3=0.75594$	0.016 0.0	1.015 1.063	2.005 1.705	0.372 0.417
$f_B/f_H=1,2$ $a_1=1.2597$ $a_2=1.1919$ $a_3=0.73216$	0.0705 0.0695 0.068 0.063 0.054 0.036 0.0	1.004 1.022 1.038 1.07 1.108 1.165 1.26	2.622 2.403 2.216 1.945 1.707 1.457 1.199	0.278 0.298 0.318 0.352 0.387 0.431 0.485
$f_B/f_H=1,3$ $a_1=1.2830$ $a_2=1.13763$ $a_3=0.60930$	0.106 0.105 0.102 0.094 0.08 0.05 0.0	0.963 0.98 1.006 1.044 1.091 1.169 1.283	2.056 1.903 1.708 1.496 1.311 1.104 0.919	0.307 0.327 0.355 0.39 0.426 0.472 0.517

Исследуемая КЦ (рис. 1) может быть использована и в качестве входной корректирующей цепи усилителя. В этом случае при расчетах следует полагать $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\Gamma}$, $C_{\text{ВЫХ}} = C_{\Gamma}$, где R_{Γ} , C_{Γ} - активная и емкостная составляющие сопротивления генератора.

Для примера осуществим проектирование однокаскадного усилителя на транзисторе КТ939А при условиях: $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}} = 50$ Ом, где $R_{\text{Н}}$ - сопротивление нагрузки; $C_{\Gamma} = 2$ пФ; центральная частота полосы пропускания равна 1 ГГц; относительная полоса пропускания равна 1,1. Выбор в качестве примера проектирования однокаскадного варианта усилителя обусловлен возможностью простой экспериментальной проверки точности результатов расчета, чего невозможно достичь при реализации многокаскадного усилителя. Схема усилителя приведена на рис. 4.

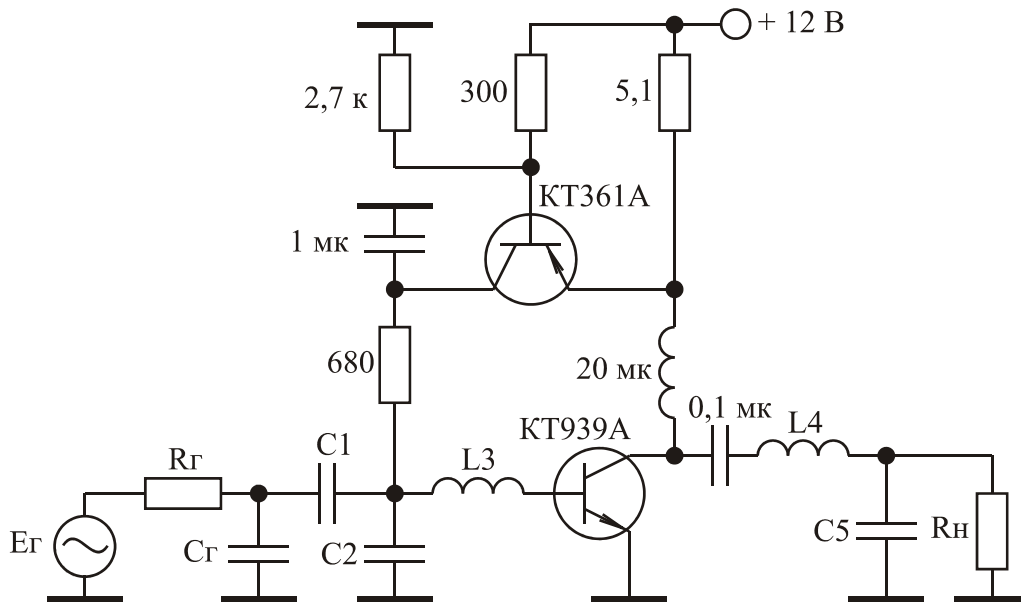


Рис. 4

На выходе усилителя включена выходная корректирующая цепь, выполненная в виде фильтра нижних частот, рассчитанная по методике Фано [6], состоящая из элементов $L_4 = 4$ нГн, $C_5 = 4,7$ пФ, позволяющая минимизировать значение максимальной величины модуля коэффициента отражения ощущаемого сопротивления нагрузки внутреннего генератора транзистора, и практически не влияющая на форму АЧХ усилителя.

В усилителе использована активная коллекторная термостабилизация на транзисторе КТ361А [10], обеспечивающая одновременно исключение влияния детекторного эффекта на уровень выходной мощности усилителя.

Используя справочные данные транзистора КТ939А [11] и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [12], получим: $L_{\text{ВХ}} = 0,75$ нГн; $R_{\text{ВХ}} = 1,2$ Ом; $G_{\text{НОМ}1,2}(1) = 25$. Нормированные относительно ω_0 и R_{Γ} значения элементов $C_{\Gamma}, L_{\text{ВХ}}, R_{\text{ВХ}}$ равны: $C_{\text{ГН}} = C_{\Gamma} R_{\Gamma} \omega_0 = 0,628$; $L_{\text{ВХН}} = L_{\text{ВХ}} \omega_0 / R_{\Gamma} = 0,0942$; $R_{\text{ВХН}} = R_{\text{ВХ}} / R_{\Gamma} = 0,024$. Подставляя $C_{\text{ГН}}$ и коэффициент a_1 для случая $f_{\text{В}} / f_{\text{Н}} = 1,1$ из таблицы в (3), рассчитаем: $R'_{\text{ВХН}} = 0,004$. Ближайшая табличная величина $R'_{\text{ВХН}}$ равна 0,0. Для указанного значения $R'_{\text{ВХН}}$ из таблицы найдем: $C'_{1\text{Н}} = 1,063$; $C'_{2\text{Н}} = 1,705$;

$L'_{3н} = 0,417$. Подставляя найденные величины в (5) получим: $C_{1н} = 0,435$; $C_{2н} = 0,03$; $L_{3н} = 2,39$. Денормируя полученные значения элементов КЦ определим: $C_1 = C_{1н}/R_{Г}\omega_0 = 1,38$ пФ; $C_2 = 0,1$ пФ; $L_3 = L_{3н}R_{Г}/\omega_0 = 19$ нГн. Теперь по (4) вычислим: $S_{210} = 1,96$.

На рис. 5 приведена АЧХ спроектированного однокаскадного усилителя, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора КТ939А [11] (кривая 1). Здесь же представлена экспериментальная характеристика усилителя (кривая 2).

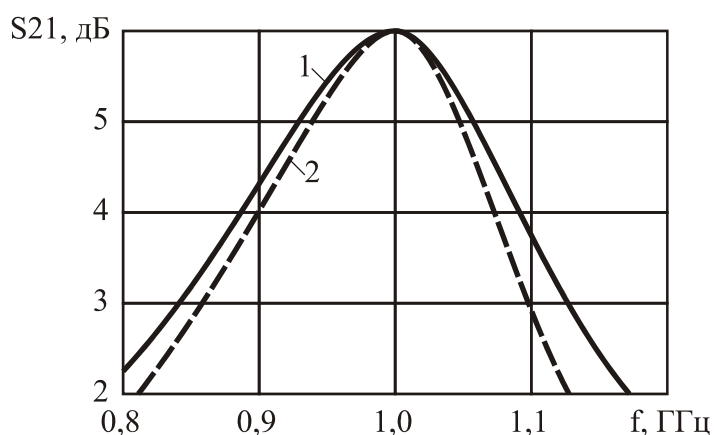


Рис. 5

Расчитанные значения элементов КЦ были использованы в качестве начального приближения в программе оптимизации, реализованной в среде известного математического пакета для инженерных и научных расчетов MATLAB. Оптимизированная амплитудно-частотная характеристика практически совпадает с кривой 1.

По результатам описанных выше исследований разработан узкополосный усилитель мощности, имеющий следующие технические характеристики: максимальный уровень выходной мощности 30 Вт; полоса пропускания 425-445 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики

$\pm 0,5$ дБ; коэффициент усиления 14 дБ; сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом; напряжение питания (12-15) В; потребляемый ток в режиме молчания

0,2 А; максимальное значение потребляемого тока 4 А; габаритные размеры корпуса усилителя 135x95x30 мм; усилитель имеет защиту от перегрузки по входу, термозащиту, защиту от холостого хода и короткого замыкания нагрузки. Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 6. Подробное описание и методика настройки подобного вида усилителей даны в [13]. В выходном каскаде роль корректирующей индуктивности играет индуктивная составляющая входного импеданса транзистора КТ960А.

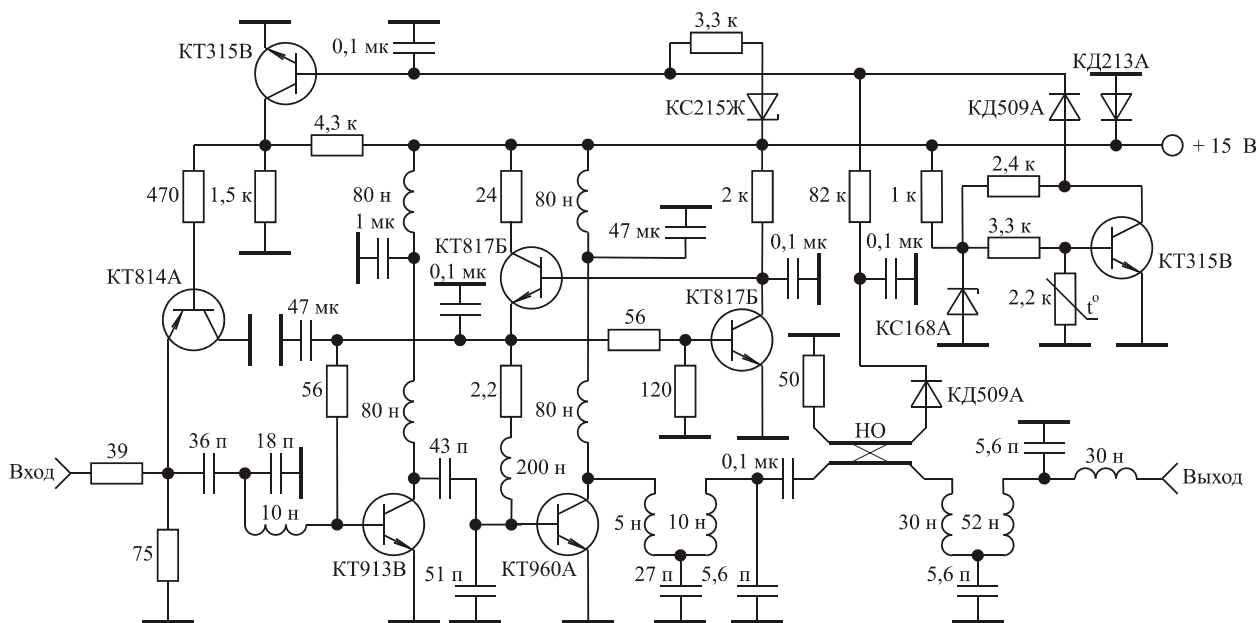


Рис. 6

Таким образом, предложенная методика параметрического синтеза рассматриваемой КЦ позволяет по таблицам нормированных значений элементов цепи осуществлять реализацию максимально возможного коэффициента усиления усилительного каскада, при одновременном обеспечении заданной неравномерности его амплитудно-частотной характеристики. Результаты расчетов и оптимизации, а также экспериментальные исследования показывают, что предлагаемая методика является достаточно точной и позволяет сократить время, необходимое для проектирования и экспериментальной отработки макетов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ассессоров В.В., Кожевников В.А., Асеев Ю.Н., Гаганов В.В. Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи // Электросвязь. – 1997. – № 7. – С. 21–22.
2. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.
3. Титов А.А. Расчет амплитудной характеристики каскада, работающего в режиме с отсечкой коллекторного тока // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – № 2. – С. 33–37.
4. Бабак Л.И., Шевцов А.Н., Юсупов Р.Р. Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ - и СВЧ - усилителей. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1993. – Вып. 3. – С. 60–63.
5. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1980. – 368 с.
6. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О.В., Головков А.А., Полевой В.В., Соловьев А.А.; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.
7. Проектирование радиопередатчиков / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.
8. Титов А.А. Параметрический синтез широкополосных усилительных ступеней с заданным наклоном амплитудно-частотной характеристики // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2002. – № 10. – С. 26–34.
9. Титов А.А. Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 4. – С. 442–448.
10. Титов А.А. Расчет схемы активной коллекторной термостабилизации и ее использование в усилителях с автоматической регулировкой

- потребляемого тока. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 2001. – Вып. 2. – С. 26–30.
11. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: КУБК-а, 1997.
12. Титов А.А., Бабак Л.И., Черкашин М.В. Расчет межкаскадной согласующей цепи транзисторного полосового усилителя мощности. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 1. – С. 46–50.
13. Титов А.А. Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 88–90.