

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛОСОВЫХ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКОВ УКВ ЧМ И ТВ РАДИОВЕЩАНИЯ

(Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2005. – № 1. – С. 23–31.)

Титов А.А.

Рассмотрены принципы построения, особенности проектирования и методика расчета элементов схемы двухтактных усилительных каскадов передатчиков УКВ ЧМ и ТВ радиовещания на линейных биполярных СВЧ транзисторах. Приводится пример расчета и результаты экспериментальных исследований.

Требуемые уровни выходной мощности усилителей радиопередающих устройств превышают возможности современной элементной базы. Поэтому при их создании используются различные методы повышения выходной мощности, основанные на применении схем сложения мощностей, отдаваемых несколькими транзисторами [1–9] и реализации оптимальных условий работы активного элемента [2, 9–13].

Одним из наиболее эффективных схемных решений построения усилителей с повышенной выходной мощностью является использование двухтактного включения транзисторов [1, 2, 9], позволяющего упростить конструкцию усилительного каскада и осуществить подавление четных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала на 20...40 дБ. Отсутствие инженерных методик расчета двухтактных усилительных каскадов затрудняет их разработку.

Цель работы – разработка инженерной методики расчета полосовых двухтактных усилительных каскадов передатчиков УКВ ЧМ и ТВ радиовещания.

Принципиальная схема полосового двухтактного усилительного каскада приведена на рис. 1.

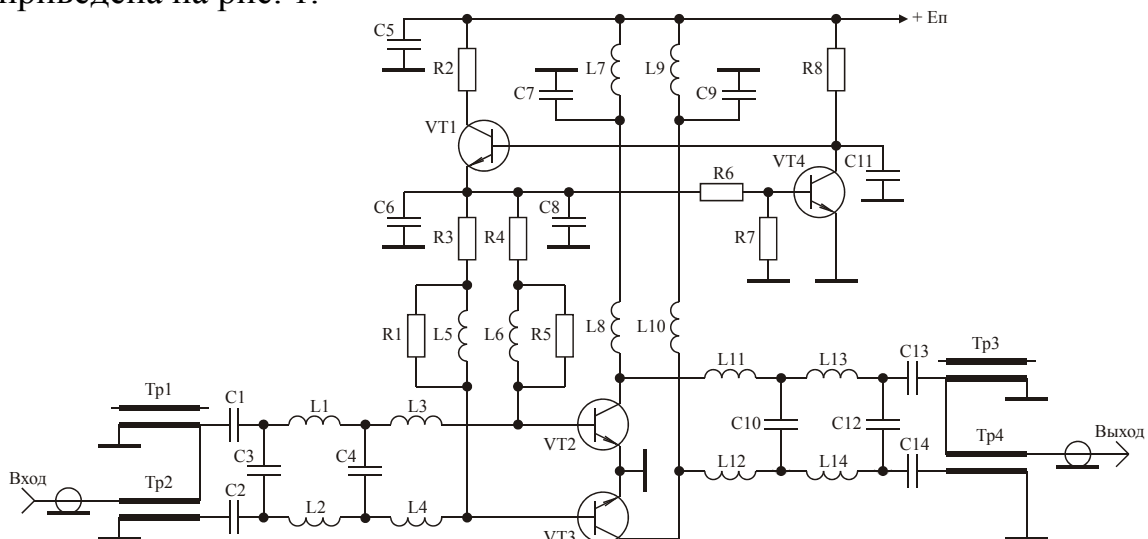


Рис. 1

Каскад содержит делитель, сумматор, стабилизатор напряжения базового смещения, корректирующую цепь, трансформатор импедансов.

Как правило, проектирование полосовых двухтактных каскадов ведется при условии их работы в стандартном 50- либо 75-омном тракте, что облегчает процесс настройки и последующей эксплуатации передатчика [1, 9]. Поэтому будем полагать известными сопротивление генератора R_G и нагрузки R_H рассматриваемого каскада.

Делитель и сумматор реализованы на четвертьволновых коаксиальных отрезках линий передачи, которые используются при построении двухтактных полосовых усилителей мощности метрового и дециметрового диапазона с полосой пропускания до 20...25 % [1, 2, 8, 9] и на рис. 1 обозначены как Tr_1 – Tr_4 . Делитель предназначен для противофазного возбуждения транзисторов VT_2 и VT_3 . Усиленные противофазные сигналы суммируются сумматором на линиях передачи Tr_3 и Tr_4 . При выборе четвертьволновых коаксиальных отрезков линий передачи делителя с волновым сопротивлением равным R_G и сумматора с волновым сопротивлением равным R_H , их входные и выходные сопротивления оказываются также равными R_G и R_H соответственно. Отрезки линий передачи Tr_1 и Tr_3 в схеме не обязательны, однако без них делитель и сумматор имеют различные частотные характеристики инвертирующего и не инвертирующего выходов, что приводит к потерям выходной мощности, составляющим 5...10 %.

Стабилизатор напряжения базового смещения выполнен на транзисторах VT_1 , VT_4 и используется для стабилизации угла отсечки транзисторов VT_2 и VT_3 при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры радиатора, на котором устанавливаются эти транзисторы [14, 15]. Кроме того, применение стабилизатора напряжения базового смещения позволяет осуществлять линеаризацию начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя [1, 16].

В известной литературе нет описания методики расчета элементов стабилизатора напряжения базового смещения. В этой связи предлагаются следующие методики их расчета.

Для получения максимальной выходной мощности напряжение источника питания E_H схемы приведенной на рис. 1 следует выбирать равным напряжению, рекомендованному в справочной литературе [17] для выбранных транзисторов VT_2 и VT_3 . В этом случае оптимальное сопротивление нагрузки каждого из транзисторов VT_2 и VT_3 , на которое они отдают максимальную мощность, определяется из соотношения [9, 18]:

$$R_{H, \text{опт}} = (E_H - U_{\text{ост}})^2 / 2P_{\text{вых. max}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{вых.мах}}$ – максимальное значение выходной мощности, отдаваемой транзистором, справочная величина [17];

$U_{\text{ост}} = I_{\text{кр}} U_{\text{нас}} / I_{\text{к.нас}}$ – остаточное напряжение;

$I_{\text{кр}}$ – критический ток, справочная величина;

$U_{\text{нас}}$ – напряжение насыщения коллектор-эмиттер, справочная величина;

$I_{\text{к.нас}}$ – ток коллектора, при котором проводилось измерение значения $U_{\text{нас}}$, справочная величина.

Для ряда транзисторов значения $I_{\text{кр}}$, $U_{\text{нас}}$, $I_{\text{к.нас}}$ в справочниках не приведены. В этом случае следует выбрать $U_{\text{ост}} = 1...2$ В, что справедливо для большинства мощных транзисторов [17].

При использовании сборок биполярных транзисторов, например типа КТ9105АС, расчет $R_{\text{н.опт}}$ производится с учетом того, что каждый из транзисторов сборки выдает половину указанной в справочнике мощности.

Максимальные значения постоянных составляющих токов коллекторов $I_{\text{ком}}$ каждого из транзисторов VT_2 и VT_3 , с учетом вышесказанного, равны:

$$I_{\text{ком}} = (E_{\text{п}} - U_{\text{ост}}) / R_{\text{н.опт}}, \quad (2)$$

а максимальные значения токов базы транзисторов VT_2 и VT_3 определяются по формуле:

$$I_{\text{бм}} = I_{\text{ком}} / \beta_0, \quad (3)$$

где β_0 – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером транзисторов VT_2 и VT_3 .

Сумма базовых токов транзисторов VT_2 и VT_3 является коллекторным током транзистора VT_1 . При максимальном значении этого тока напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_1 минимально U_{min1} и для его стабильной работы должно быть не менее пяти вольт. Поэтому величина резистора R_2 рассчитывается из соотношения:

$$R_2 = (E_{\text{п}} - U_{\text{min1}} - U_{\text{бэ}}) / 2I_{\text{бм}}, \quad (4)$$

где $U_{\text{min1}} = 5$ В;

$U_{\text{бэ}} = 0,7$ В – напряжение на переходе база-эмиттер транзисторов VT_2 и VT_3 в точке покоя.

Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе VT_1 , равна величине:

$$P_{\text{рас1}} = E_{\text{п}}^2 / 4R_2, \quad (5)$$

а максимальные значения напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэмах1}}$ и тока коллектора $I_{\text{кмах1}}$ равны:

$$U_{\text{кэмах1}} = E_{\text{п}}; I_{\text{кмах1}} = E_{\text{п}} / R_2. \quad (6)$$

Соотношения (5), (6) используются для выбора транзистора VT_1 , который желательнее выбирать низкочастотным для исключения возможности самовозбуждения схемы [13, 20]. Как правило, транзистор VT_4 выбирается того же типа, что и транзистор VT_1 , так как в этом случае облегчается настройка стабилизатора напряжения базового смещения.

Известно [19], что при заданном токе базы коллекторный ток транзистора растет с ростом напряжения коллектор-эмиттер. В каскаде, работающем в режиме с отсечкой коллекторного тока, увеличение амплитуды входного воздействия приводит к увеличению напряжения коллектор-эмиттер, при котором происходит открывание транзистора [9]. Поэтому в случае неизменного базового смещения угол отсечки будет увеличиваться с увеличением амплитуды входного воздействия, что может вызвать выгорание транзистора. С целью устранения указанного недостатка в схему введены резисторы R_3 и R_4 . С увеличением напряжения коллектор-эмиттер транзисторов VT_2 и VT_3 , при котором происходит их открывание, растут и постоянные составляющие их базовых токов. Падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 увеличивается, в результате чего происходит стабилизация угла отсечки с изменением амплитуды входного воздействия. Величина сопротивления резисторов R_3 и R_4 может быть рассчитана по эмпирическому выражению:

$$R_3 [\text{Ом}] = R_4 [\text{Ом}] = 30 / I_{\text{кдоп}} [\text{А}], \quad (7)$$

где $I_{\text{кдоп}}$ – максимально допустимый ток коллектора каждого из транзисторов VT_2 и VT_3 в амперах, справочная величина.

Резистор R_6 стоит в цепи обратной связи, слабо влияет на работу схемы стабилизатора и его величина может быть выбрана в пределах 30...70 Ом.

Требуемый угол отсечки токов коллекторов транзисторов VT_2 и VT_3 устанавливается подбором номинала резистора R_7 , стоящего в цепи базы транзистора VT_4 . При отсутствии резистора R_7 коллекторные токи транзисторов VT_2 и VT_3 в режиме молчания составляют несколько миллиампер. При подключении R_7 напряжение на базе транзистора VT_4 уменьшается, что приводит к увеличению его сопротивления. Напряжение на базе транзистора VT_1 возрастает, и увеличиваются токи коллекторов транзисторов VT_2 и VT_3 в режиме молчания. Получить расчетные соотношения для выбора величины сопротивления резистора R_7 затруднительно. На основе экспериментальных исследований различных схемных решений построения полосовых усилителей мощности [13, 20, 21] установлено, что для линеаризации начального участка их амплитудных характеристик величину сопротивления резистора R_7 необходимо выбирать равной 100...500 Ом.

С помощью выбора величины резистора R_8 и при отсутствии резистора R_7 устанавливаются коллекторные токи транзисторов VT_2 и VT_3 в ре-

жиме молчания. При увеличении величины резистора R_8 коллекторные токи в режиме молчания уменьшаются и наоборот. Для возможности линеаризации амплитудной характеристики усилителя эти токи следует выбирать равными 10...50 мА. Это соответствует выбору R_8 в пределах 1...3 кОм.

Резисторы R_1 и R_5 в базовых цепях устраняют возможность самовозбуждения усилителя и выбираются равными 24...30 Ом.

Эквивалентная схема полосового двухтактного усилительного каскада по переменному току приведена на рис. 2.

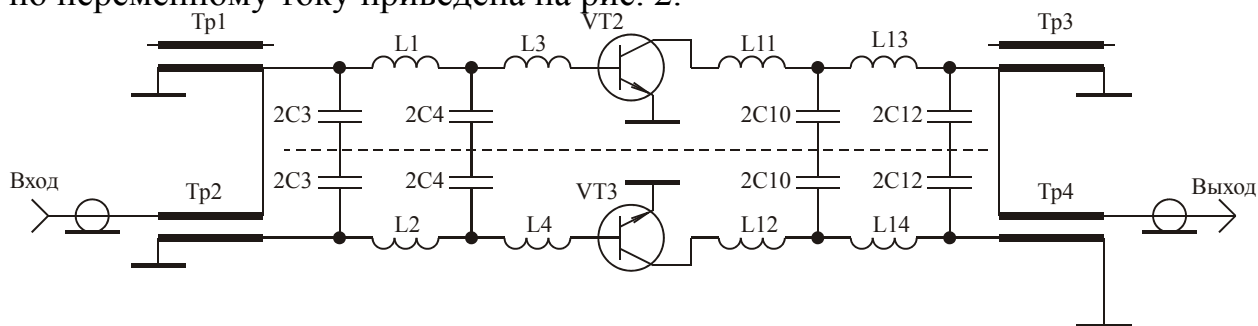


Рис. 2

При двухтактном включении транзисторов потенциал средней точки, показанной на рис. 2 пунктирной линией, равен нулю, что соответствует условию виртуальной земли [2]. Это позволяет использовать известные методы расчета цепей коррекции и согласования для расчета аналогичных цепей двухтактного каскада.

Элементы $2C_3, L_1, 2C_4, L_3$ на схеме рис. 2 образуют известную схему корректирующей цепи, выполненной в виде фильтра нижних частот [1, 2]. Методика ее расчета приведена в [22] и позволяет по таблицам нормированных значений элементов корректирующей цепи осуществлять реализацию усилительных каскадов с максимально возможным для заданного схемного решения коэффициентом усиления при одновременном обеспечении заданного допустимого отклонения амплитудно-частотной характеристики от требуемой формы [23]. Методика заключается в следующем.

Используя справочные данные транзистора VT_2 и соотношения для расчета значений элементов однонаправленной модели [24] определяются: $R_{вх} = r_{\bar{6}}$, $L_{вх} = L_{\bar{6}} + L_{\bar{9}}$ и $G_{ном12}(1)$, где $R_{вх}$ и $L_{вх}$ – элементы цепи аппроксимирующей входной импеданс транзистора VT_2 ; $G_{ном12}(1) = (\omega_{ном}/\omega_{ср})^2$ – коэффициент усиления транзистора VT_2 по мощности в режиме двухстороннего согласования на средней круговой частоте $\omega_{ср} = 2\pi(f_{в} + f_{н})/2$ – полосы пропускания разрабатываемого усилителя; $f_{в}, f_{н}$ – верхняя и нижняя граничные частоты разрабатываемого усилителя; $\omega_{ном}$ – круговая частота, на которой коэффициент усиления транзистора по мощности в режиме двухстороннего согласования равен единице [25]; $r_{\bar{6}}$ –

сопротивление базы транзистора VT_2 ; L_6, L_9 – индуктивности выводов базы и эмиттера транзистора VT_2 .

Рассчитывается нормированное относительно R_Γ значение $R_{ВХ} : R_{ВХН} = R_{ВХ} / R_\Gamma$. По рассчитанному $R_{ВХН}$ и требуемой относительной полосе пропускания (ОПП) $w = (f_B - f_H) / f_B$ из таблицы 1 находятся нормированные относительно R_Γ и $\omega_{ср}$ значения элементов $2C_3, L_1, 2C_4, L_3 + L_{ВХ}$.

Таблица 1 составлена для неравномерности амплитудно-частотной характеристики каскада на транзисторе VT_2 равной 0,25 дБ.

Коэффициент усиления рассчитываемого каскада находится по выражению:

$$S_{210} = \frac{2}{(1 + R_{ВХН})} \sqrt{\frac{R_{ВХН} G_{НОМ12}(1)}{(1 - d_3 + d_5)^2 + (d_4 - d_2)^2}}, \quad (8)$$

где d_2, d_3, d_4, d_5 – коэффициенты функции-прототипа, значения которых приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Нормированные значения элементов корректирующей цепи

ОПП	$R_{ВХН}$	$2C_{3Н}$	$L_{1Н}$	$2C_{4Н}$	$L_{3Н} + L_{ВХН}$	
$w = 0.15$	0.0005847	5.773	0.1773	164.6	0.0059	
	0.000518	5.294	0.1947	153.8	0.0062	
	0.000506	5.052	0.2024	141.4	0.0068	
	$d_2 = 0.28324$	0.000485	4.838	0.2101	130.8	0.0074
	$d_3 = 2.0380$	0.00045	4.612	0.2192	119.8	0.0082
	$d_4 = 0.26888$	0.0004	4.396	0.2289	109.2	0.009
	$d_5 = 0.98884$	0.00032	4.162	0.2406	97.80	0.0101
	0.0002	3.929	0.2537	86.43	0.0115	
0.0	3.677	0.2698	74.36	0.0134		
$w = 0.23$	0.001896	3.759	0.2763	57.58	0.0161	
	0.00176	3.565	0.2906	54.04	0.0173	
	0.00172	3.452	0.2975	50.72	0.0186	
	$d_2 = 0.40850$	0.00164	3.322	0.3063	47.13	0.0201
	$d_3 = 2.0543$	0.00151	3.186	0.3166	43.47	0.0220
	$d_4 = 0.36889$	0.00132	3.050	0.3282	39.86	0.0242
	$d_5 = 0.96466$	0.00107	2.922	0.3401	36.52	0.0266
	0.0006	2.757	0.3574	32.25	0.0304	
0.0	2.615	0.3741	28.65	0.0344		

$w = 0.3$	0.00482	2.619	0.3999	25.52	0.0352
	0.00459	2.528	0.4113	24.09	0.0376
	0.00447	2.452	0.4185	22.55	0.0407
$d_2 = 0.56846$	0.00425	2.374	0.4272	21.06	0.0441
	0.00390	2.291	0.4375	19.56	0.0480
$d_3 = 2.0762$	0.00335	2.201	0.4500	17.98	0.0528
$d_4 = 0.48523$	0.00260	2.114	0.4634	16.49	0.0581
$d_5 = 0.93726$	0.00160	2.029	0.4778	15.08	0.0642
	0.0	1.931	0.4960	13.50	0.0724

После денормирования элементов $2C_{3H}$, L_{1H} , $2C_{4H}$, $L_{3H} + L_{ВХН}$ вместо последовательно включенных двух конденсаторов $2C_3$ в схеме (рис. 1) устанавливается один конденсатор с номиналом равным C_3 . Аналогично вместо последовательно включенных двух конденсаторов $2C_4$ в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным C_4 .

Элементы L_{11} , $2C_{10}$, L_{13} , $2C_{12}$ на рис. 2 образуют известную схему трансформатора сопротивлений, выполненного в виде фильтра нижних частот [9, 20, 21]. Наиболее полная и удобная для инженерных расчетов методика проектирования трансформаторов сопротивлений этого типа приведена в [26, 27]. Оптимальные сопротивления нагрузок транзисторов VT_2 и VT_3 рассчитываются по формуле (1). В таблице 2 представлены взятые из [27] нормированные относительно $R_{H.ОПТ}$ и $\omega_{ср}$ значения элементов L_{11} , $2C_{10}$ для относительной полосы рабочих частот трансформатора w равной 0,2 и 0,4 и для коэффициента трансформации трансформатора сопротивлений $k_{тр} = R_H / R_{H.ОПТ}$, лежащего в пределах 2...30 раз.

Таблица 2 – Нормированные значения элементов трансформатора

	$k_{тр}$	2	3	4	6	8	10	15	20	30
$w=0,2$	L_{11H}	0,821	1,02	1,16	1,36	1,51	1,62	1,84	2,02	2,27
	$2C_{10H}$	0,881	0,797	0,745	0,671	0,622	0,585	0,523	0,483	0,432
$w=0,4$	L_{11H}	0,832	1,04	1,19	1,40	1,56	1,69	1,95	2,15	2,46
	$2C_{10H}$	0,849	0,781	0,726	0,649	0,598	0,559	0,495	0,453	0,399

При выбранных значениях L_{11} , $2C_{10}$ нормированные значения элементов L_{13} , $2C_{12}$ определяются из соотношений [27]:

$$\left. \begin{aligned} L_{13H} &= k_{\text{тр}} 2C_{10H} \\ 2C_{12H} &= L_{11H}/k_{\text{тр}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

После денормирования элементов $2C_{10H}$, L_{11H} , $2C_{12H}$, L_{13H} вместо последовательно включенных двух конденсаторов $2C_{10}$ в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным C_{10} . Аналогично вместо последовательно включенных двух конденсаторов $2C_{12}$ в схеме устанавливается один конденсатор с номиналом равным C_{12} .

Элементы L_1-L_4 и $L_{11}-L_{14}$ выполняются, как правило, в виде отрезков полосковых линий передач [1, 2, 9].

Для примера осуществим проектирование полосового двухтактного усилительного каскада передатчика систем подвижной радиосвязи, при условиях: $R_r = R_n = 50$ Ом; диапазон усиливаемых частот 300...380 МГц; в качестве усилительного элемента использовать транзистор КТ9105АС. Схема каскада приведена на рис. 1.

В качестве четвертьволновых коаксиальных отрезков линий передачи Tr_1-Tr_4 выберем стандартный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом. Средняя рабочая частота разрабатываемого каскада равна 340 МГц, что соответствует длине волны 88 см. С учетом коэффициента укорочения длины волны в кабеле [28], равного около 1,5 раза, требуемая длина линий Tr_1-Tr_4 равна 14,6 см.

В соответствии со справочными данными на транзистор КТ9105АС [17] найдем: $E_{\text{п}} = 28$ В; $U_{\text{ост}} = 1$ В; $P_{\text{вых.max}} = 50$ Вт; $I_{\text{кдоп}} = 8$ А; $\beta_0 = 50$; $G_{\text{ном}12}(1) = 11,6$; $r_0 = 0,028$ Ом. Внутри корпуса транзистора в цепи базы имеется согласующая цепь, делающая практически активным входное сопротивление транзистора в диапазоне рабочих частот [2]. Поэтому будем считать $L_{\text{вх}} = 0$. По соотношениям (1)–(4) определим: $R_{\text{н.опт}} = 7,7$ Ом; $I_{\text{ком}} = 3,5$ А; $I_{0\text{м}} = 70$ мА; $R_2 = 160$ Ом. Согласно (5), (6) максимальная мощность $P_{\text{рас1}}$, рассеиваемая на транзисторе VT_1 , а также максимальные значения $U_{\text{кэmax1}}$ и $I_{\text{кmax1}}$ равны: $P_{\text{рас1}} = 1,23$ Вт; $U_{\text{кэmax1}} = 28$ В; $I_{\text{кmax1}} = 175$ мА. Исходя из этого, в качестве транзисторов VT_1 и VT_4 выберем транзисторы КТ817Б. Из (7) найдем: $R_3 = R_4 = 3,7$ Ом. Резистор R_6 примем равным 62 Ом, резистор $R_8 = 2$ кОм, а резисторы $R_1 = R_5 = 24$ Ом. Значения элементов однонаправленной модели транзисторов VT_2 и VT_3 составляют: $R_{\text{вх}} = 0,028$ Ом; $L_{\text{вх}} = 0$. Нормированное значение $R_{\text{вх}}$ и относительная полоса пропускания каскада w равны: $R_{\text{вхн}} = 0,00056$; $w = 0,21$. Ближайшие табличные величины $R_{\text{вхн}}$ и w в таблице 1 имеют значения: $R_{\text{вхн}} = 0,0006$; $w = 0,23$. Для указанных значений $R_{\text{вхн}}$ и w из таблицы 1 найдем: $2C_{3H} = 2,757$; $L_{1H} = 0,3574$; $2C_{4H} =$

32,25; $L_{3H} = 0,0304$. Денормируя приведенные значения элементов определим: $2C_3 = 2C_{3H}/R_{Г}\omega_{cp} = 25,8$ пФ; $L_1 = L_{1H}R_{Г}/\omega_{cp} = 8,4$ нГн; $2C_4 = 302$ пФ; $L_3 + L_{BX} = 0,7$ нГн. То есть в схеме на рис. 1 необходимо установить конденсатор C_3 номиналом 12,9 пФ и конденсатор C_4 номиналом 151 пФ. По формуле (8) найдем: $S_{210} = 1,72$. Требуемый коэффициент трансформации трансформатора, образованного элементами $L_{11}, 2C_{10}, L_{13}, 2C_{12}$, равен: $k_{тр} = R_H/R_{H.опт} = 6,5$. Для относительной полосы рабочих частот трансформатора $w = 0,4$ и $k_{тр} = 6$ из таблицы 2 найдем: $L_{11H} = 1,40$; $2C_{10H} = 0,649$. По формуле (9) определим: $L_{13H} = 3,89$; $2C_{12H} = 0,233$. Денормируя приведенные значения элементов получим: $L_{11} = L_{11H}R_{H.опт}/\omega_{cp} = 5$ нГн; $2C_{10} = 2C_{10H}/R_{H.опт}\omega_{cp} = 39,5$ пФ; $L_{13} = 13,9$ нГн; $2C_{12} = 14$ пФ. То есть в схеме на рис. 1 необходимо установить конденсатор C_{10} номиналом 20 пФ и конденсатор C_{12} номиналом 7 пФ.

На рис. 3 (кривая 1) приведена амплитудно-частотная характеристика рассчитанного каскада, вычисленная с использованием полной эквивалентной схемы замещения транзистора КТ9105АС [17]. Здесь же (кривая 2) представлена экспериментальная характеристика усилителя.

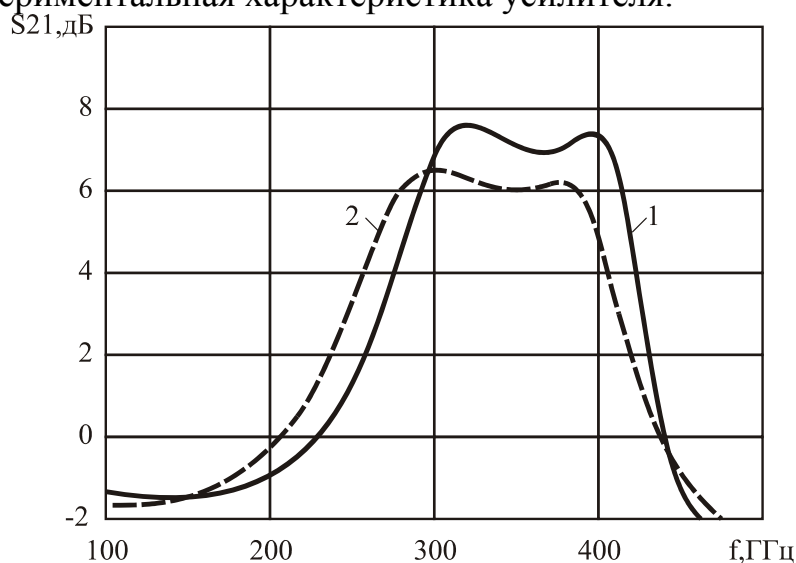


Рис. 3

На рис. 4 приведены экспериментальные амплитудные характеристики усилителя, измеренные на частоте 340 МГц при различной величине базового смещения транзисторов VT_2 и VT_3 , где $E_{Г.эф}$ — эффективное значение амплитуды ЭДС источника сигнала, $U_{ВЫХ.эф}$ — эффективное значение амплитуды первой гармоники сигнала в нагрузке.

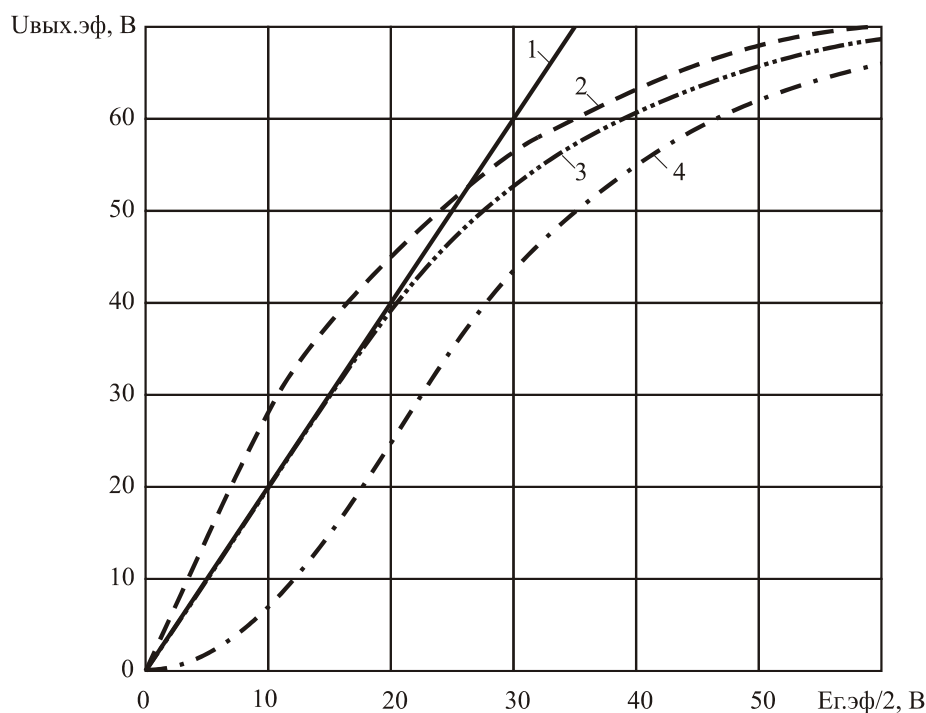


Рис. 4

Требуемая величина базового смещения транзисторов VT_2 и VT_3 устанавливается с помощью выбора соответствующего значения резистора R_7 . Изменение величины базового смещения соответствует изменению начального значения суммы коллекторных токов $I_{к.нач}$ транзисторов VT_2 и VT_3 каскада (рис. 1), то есть токов, потребляемых транзисторами при отсутствии входного сигнала. Поэтому при исследовании амплитудных характеристик в качестве варьируемого параметра было выбрано значение $I_{к.нач}$. Прямая 1 на рис. 4 соответствует идеальной амплитудной характеристике, кривая 2 – при $I_{к.нач} = 1,2$ А, кривая 3 – при $I_{к.нач} = 0,4$ А, кривая 4 – при $I_{к.нач} = 0,03$ А. Представленные характеристики подтверждают результаты исследований приведенные в [1, 16, 21] о возможности линейризации начального участка амплитудной характеристики полосовых усилителей мощности и дают наглядное представление об изменении ее формы при изменении величины базового смещения транзисторов работающих в режиме с отсечкой.

Таким образом, предложенная методика расчета полосовых двухтактных усилительных каскадов передатчиков УКВ ЧМ и ТВ радиовещания является достаточно точной и позволяет сократить время, необходимое для проектирования и экспериментальной отработки макетов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гребенников А.В., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. – 2000 – № 5. – С. 83–86.

2. Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.Б. Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // *Электросвязь*. – 1996. – № 3. – С. 28–31.
3. Малевич И.Ю. Проектирование высоколинейных усилительных трактов с параллельной структурой // *Радиотехника*. – 1997. – № 3. – С. 20 – 25.
4. Прищепов Г.Ф. Каскады с «удлиненным» транзистором // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 50–54.
5. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50 – омная техника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.
6. Якушевич Г.Н., Мозгалев И.А. Широкополосный каскад со сложением выходных токов транзисторов // Сб. «Радиоэлектронные устройства СВЧ» / Под ред. А.А. Кузьмина. – Томск: изд-во Том. ун-та, 1992. – С. 118–127.
7. Извольский А.А., Козырев В.Б. Высокоэффективный ВЧ тракт транзисторных передатчиков // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 112 – 118.
8. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ / Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.
9. 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.
10. Корчагин Ю.В. О стабилизации выходной мощности транзисторного усилителя при рассогласовании нагрузки // Сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи» / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1990. – Вып. 28. – С. 124–130.
11. Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
12. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О.В., Головкин А.А., Полевой В.В., Соловьев А.А.; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.
13. Титов А.А. Разработка полосовых усилителей мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // *Электронная техника. Сер. СВЧ – техника*. – 2002. – Вып. 2. – С. 33–39.
14. Титов А.А. Полосовой усилитель мощности с повышенной линейностью амплитудной характеристики // *Приборы и техника эксперимента*. – 2003. – № 4. – С. 65 – 68.
15. Завражнов Ю.В., Каганов И.И., Мазель Е.З. и др. Мощные высокочастотные транзисторы / Под ред. Е.З. Мазеля. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.

16. Kajiwara Y., Hirakawa K., Sasaki K., etc. UHF high – power transistor amplifier with high – dielectric substrate // NEC Res. & Develop. – 1977. – № 45. – P. 50 – 57.
17. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 томах. – М.: КУБК-а, 1997.
18. 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.
19. Каганов В.И. Радиопередающие устройства. – М.: ИРПО: Издательский центр «Академия», 2002. – 288 с.
20. Титов А.А. Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 88–90.
21. Титов А.А. Двухканальный усилитель мощности с дуплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – № 1. – С. 68 – 72.
22. Титов А.А., Кологривов В.А. Параметрический синтез межкаскадной корректирующей цепи полосового усилителя мощности // Электронная техника. Сер. СВЧ – техника. – 2002. – Вып. 1. – С. 6–13.
23. Титов А.А., Григорьев Д.А. Параметрический синтез межкаскадных корректирующих цепей высокочастотных усилителей мощности // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 4. – С 442–448.
24. 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.
25. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. радио, 1980. – 368 с.
26. Знаменский А.Е., Нестеров М.И. Расчет трансформаторов сопротивлений с сосредоточенными элементами // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1983. – Вып. 1 – С. 83–88.
27. Знаменский А.Е. Таблицы для расчета трансформаторов сопротивлений в виде фильтров нижних частот. // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1985. – Вып. 1. – С. 99–110.
28. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база / Масленников М.Ю., Соколов Е.А. Соколов Г.В. и др. – М.: Типография ИТАР-ТАСС, 1993, Том 2. – 299 с.