

Замечание. Характеристики МПЛ должны удовлетворять следующим ограничениям: минимальная длина линии $l_{\min} \geq l$, а максимальная $l_{\max} \leq \lambda_{\min}$; характеристическое сопротивление W из-за технологических ограничений должно находиться в диапазоне 20...150 Ом.

ЗАДАЧИ

1.1. Найдите действующую высоту штыревой и рамочной антенн при длине волны $\lambda = 2,5$; 10 и 100 м. Геометрическая высота штыревой антенны $h = 1$ м; рамочная антенна имеет один виток диаметром 1 м.

1.2. Найдите выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}(j\omega)$ штыревой антенны (рис. 1.1а) высотой $h = 5$ м и постройте график зависимости модуля входного сопротивления от частоты в диапазонах ДВ, СВ, КВ. Обоснуйте справедливость упрощенных эквивалентных схем антенны на рис. 1.1б, в.

1.3. Экспериментально установлено, что приемник, настроенный на некоторую частоту, способен принимать колебания на частотах 465 кГц (чувствительность 1 мВ), 12 МГц (чувствительность 25 мкВ) и 12,93 МГц (чувствительность 250 мкВ). Определите частоту основного канала и избирательность по побочным каналам приема.

1.4. В диапазоне ДВ вещательного приемника промежуточная частота $f_{\text{пр}}$ выше частоты сигнала. Если в качестве $f_{\text{пр}}$ использовать не разностную, а суммарную частоту первых гармоник напряжений гетеродина и сигнала, то каковы будут отрицательные последствия такого решения?

1.5. Преселектор приемника перестраивается переменным конденсатором ($C_{\text{к min}} = 16$ пФ, $C_{\text{к max}} = 318$ пФ). Индуктивность перестраиваемого контура 0,273 мГн. Емкость монтажа, подключаемая к переменному конденсатору, 20 пФ. Рассчитайте крайние частоты ($f_{0 \text{ min}}$ и $f_{0 \text{ max}}$) диапазона перестройки приемника. На сколько процентов изменятся значения $f_{0 \text{ min}}$ и $f_{0 \text{ max}}$, если емкость монтажа уменьшить до 10 пФ?

1.6. В диапазоне КВ вещательного приемника ВЦ содержит один колебательный контур, а усилитель радиочастоты (УРЧ) отсутствует. Приемник настроен на частоту 12 МГц, эквивалентная добротность контура 100. Определите, во сколько раз возрастет избирательность приемника по соседнему и зеркальному каналам, если ввести каскад одноконтурного УРЧ с той же добротностью контура?

1.7. Определите избирательность приемника по соседнему каналу, если на его входе уровень помехи на частоте соседнего канала превышает уровень сигнала на 10 дБ, а на выходе блока ВЧ приемника отношение сигнал-помеха 30 дБ.

1.8. Преселектор вещательного приемника содержит один колебательный контур. Полоса пропускания контура в диапазоне ДВ 8 кГц. Эквивалентная добротность контура в диапазоне КВ 120. Как изменится избирательность приемника по зеркальному кана-

лу, если с диапазона ДВ ($f_0 = 280$ кГц) переключится на диапазон КВ ($f_0 = 12,04$ МГц)?

1.9. ВЧ блок приемника прямого усиления состоит из четырех идентичных каскадов с одиночными контурами, настроенными в резонанс. Какой должна быть эквивалентная добротность контуров, чтобы на частоте 1,5 МГц полоса пропускания приемника равнялась 6 кГц?

1.10. Для увеличения чувствительности приемника имеется возможность добавить один избирательный усилительный каскад. Куда целесообразно его включить — до или после преобразователя частоты (ПЧ), если одновременно необходимо увеличить избирательность по каналу: зеркальному (а), приема по промежуточной частоте (б), соседнему (в)?

1.11. Одноконтурная ВЦ с трансформаторной связью (рис. 1.3, в) настроена на частоту 40 МГц и согласована с антенной, имеющей сопротивление $R_A = 75$ Ом. Собственное затухание контура 0,01, $g_2 \ll g_k$. Определите коэффициент связи $k_{\text{св}}$, если $L_{\text{св}} = 2$ мкГн. Как необходимо изменить ВЦ, чтобы в режиме согласования получить минимальный коэффициент связи $k_{\text{св min}}$? Чему равен $k_{\text{св min}}$?

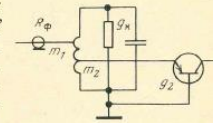


Рис. 1.10

1.12. Определите коэффициенты включения m_1 и m_2 , обеспечивающие согласование настроенной антенны с одноконтурной ВЦ на рис. 1.3, а ($f_0 = 150$ МГц, $R_A = 100$ Ом, $g_2 = 5$ мСм, $C_{\text{к эк}} = 20$ пФ, $d_k = -0,05$), если требуемая полоса пропускания 37,5 МГц.

1.13. ВЦ (рис. 1.10) согласована с антенной при заданной полосе пропускания. Определите коэффициент передачи и полосу пропускания ВЦ при следующих исходных данных: $m_2 = 0,1$, $R_A = 100$ Ом, $g_k = 1$ мСм, $g_2 = 80$ мСм, $f_0 = 132$ МГц, $C_{\text{к эк}} = 30$ пФ.

1.14. Одноконтурная ВЦ имеет следующие параметры: $f_0 = 100$ МГц, $C_{\text{к эк}} = 20$ пФ, $g_k = 0,13$ мСм, $m_1 = 0,3$, $m_2 = 0,69$. Сопротивление антенны 150 Ом, проводимость нагрузки 1 мСм. Необходимо увеличить избирательность ВЦ на частоте помехи 157 МГц на 10 дБ. Определите новые значения коэффициентов включения. Чему равен проигрыш в коэффициенте передачи?

1.15. Во сколько раз уменьшится коэффициент передачи согласованной одноконтурной ВЦ, если от режима максимального коэффициента передачи перейти к режиму заданного расширения полосы пропускания ($g_1 = 20$ мСм, $g_k = 1,5$ мСм, $g_2 = 8$ мСм, $\gamma = 2,5$)?

1.16. Одноконтурная ВЦ имеет автотрансформаторную связь с антенной и входом первого каскада ($g_k = 1$ мСм, $g_2 = 5$ мСм). Антенна согласована с ВЦ, а коэффициенты включения m_1 и m_2 выбираются из условия обеспечения режима максимального коэффициента передачи без ограничения полосы пропускания. Опреде-

лите коэффициенты m_1 и m_2 , а также коэффициент передачи ВЦ при R_A , равном 75 Ом (а) и 300 Ом (б).

1.17. На рис. 1.11 показана структурная схема эксперимента и его результаты в виде графиков зависимостей $U_{\text{вых}} = \varphi(f)$ для двух значений C_K . К какому типу относится данная ВЦ?

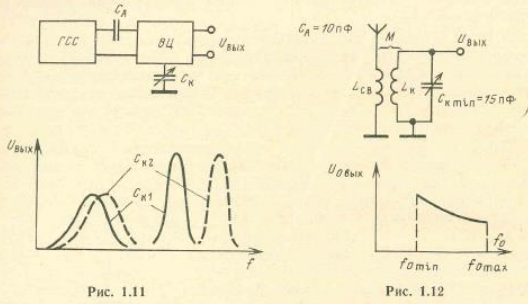


Рис. 1.11

Рис. 1.12

1.18. По приведенным на рис. 1.12 графику и параметрам ВЦ установите, какая индуктивность больше L_K или L_{CB} .

1.19. Как будут отличаться зависимости от частоты настройки коэффициента передачи и полосы пропускания одноконтурной ВЦ с внешней емкостью связи антенны и сигнального контура, если $g_K \gg g_2 m_2^2$ и $g_K \ll g_2 m_2^2$? В обоих случаях $g_2 = a \omega_0$, $g_1 \approx 0$, перестройка ВЦ осуществляется конденсатором.

1.20. К ВЦ, схема которой приведена на рис. 1.13, могут быть подключены ненастроенные штыревые антенны с различными емкостями $C_A = 30 \dots 50$ пФ. При перестройке в диапазоне частот 525 ... 1530 кГц допустимое изменение коэффициента передачи ВЦ не более 10 дБ. Определите индуктивность катушки связи.

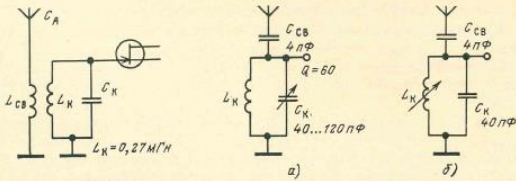


Рис. 1.13

Рис. 1.14

1.21. Рассчитайте и постройте зависимости коэффициента передачи и полосы пропускания от частоты настройки для ВЦ на рис. 1.14. Диапазон перестройки 525 ... 910 кГц. Добротность Q контура при настройке конденсатором неизменна и равна 60, а при настройке ферровариометром $2 \cdot 10^4/\omega_0$.

1.22. Рассчитайте П-образную схему СЦ (рис. 1.5), предназначенную для согласования $Z_r = 4 + j20$ Ом с $Z_n = 50 - j5$ Ом на частоте $f_0 = 100$ МГц (Y_2 — катушка индуктивности). Найдите сквозной резонансный коэффициент передачи напряжения СЦ.

1.23. Выведите формулы для расчета Г-образной схемы СЦ, получающей из схемы на рис. 1.5 при $Y_2 = 0$ и осуществляющей узкополосное согласование Z_r с Z_n .

1.24. Постройте зависимость предельной полосы согласования Δf_{max} от $K_{\text{ст}V}$ при согласовании генератора ($R_r = 50$ Ом) с нагрузкой в виде RC-цепи (рис. 1.6, а) с $\tau_k = 5$ нс.

1.25. Рассчитайте параметры СЦ на рис. 1.7, а при $R_r = 10$ Ом, $C_n = 20$ пФ, $R_n = 50$ Ом, $K_{\text{ст}V} = 1.2$, $f_n = 250$ МГц, $f_0 = 350$ МГц.

1.26. Рассчитайте параметры СЦ на рис. 1.7, б при $R_r = 150$ Ом, $L_n = 0.1$ мкГн, $R_n = 50$ Ом, $K_{\text{ст}V} = 1.2$, $f_n = 100$ МГц, $f_0 = 150$ МГц.

1.27. Рассчитайте геометрические размеры четвертьволнового трансформатора полного сопротивления на МПЛ ($f = 2$ ГГц, $\epsilon = 10$, $h = 1$ мм), согласующего $R_r = 50$ Ом с $R_n = 10$ Ом.

1.28. Рассчитайте геометрические размеры двухступенчатого четвертьволнового трансформатора полного сопротивления на МПЛ ($f = 3$ ГГц, $\epsilon = 10$, $h = 1$ мм), согласующего $R_r = 150$ Ом с $R_n = 500$ Ом.

1.29. Подводящая линия с характеристическим сопротивлением $W_0 = 50$ Ом с помощью отрезка МПЛ (длина l , характеристическое сопротивление W) согласуется с нагрузками: $Z_n = 5 + j23$ Ом (а), $Z_n = 5 - j8$ Ом (б). В каком случае физически осуществимо согласование? Рассчитайте величины kl и W .

1.30. Выясните, при каком сопротивлении нагрузки Z_n из задачи 1.29 целесообразно применить двухступенчатый трансформатор (рис. 1.9, б), и рассчитайте его параметры.

1.31. Найдите геометрические размеры Г-образных СЦ на одношлейфовых трансформаторах (рис. 1.15) при $R_n = 50$ Ом, $b_1 = b_2$, $\epsilon = 5$, $h = 1$ мм. Рабочая частота 1 ГГц. Какой из двух вариантов СЦ на рис. 1.15 целесообразно применить при сопротивлении Z_r , равном $10 + j25$ Ом (а) и $10 - j25$ Ом (б). Шлейфы l имеют реактивную входную проводимость (определяемую по формуле

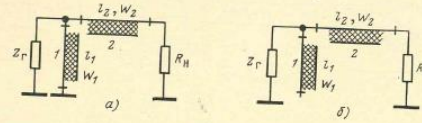


Рис. 1.15

(1.42) при коротком замыкании или холостом ходу на выходе), которая компенсирует мнимую составляющую проводимости Y_r ; шлейфы 2 представляют собой четвертьволновые трансформаторы, согласующие действительную составляющую Y_r с R_{in} .

Глава 2

УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

2.1. Транзисторные усилители диапазона высоких частот

В диапазоне частот до 300 ... 500 МГц расчет транзисторных усилителей слабых сигналов проводится на основе Y -параметров. Зависимости действительной и мнимой частей Y -параметров $Y_{ki} = g_{ki} + jb_{ki}$ от частоты и режима по постоянному току для транзисторов КТ312А и КП302А, включенных по схеме с ОЭ (ОИ), приведены на рис. 2.1, 2.2. При определении проводимости Y_{12} для биполярных транзисторов пользуются приближенными соотношениями

$$g_{12} \approx -(0,15 \dots 0,3) g_{22}; \quad b_{12} \approx -(0,2 \dots 0,4) b_{22}; \quad (2.1)$$

для полевых транзисторов справедливо соотношение

$$Y_{12} = j\omega C_{bc}. \quad (2.2)$$

Связь Y -параметров транзисторов, включенных по схеме с ОЭ (ОИ) и по схеме с ОБ (ОЗ) и ОЭ—ОБ (ОИ—ОЗ), приведена в табл. 2.1. Основные формулы для определения характеристик двусторонне нагруженного четырехполюсника (рис. 2.3, а) через его Y -параметры даны в табл. 2.2.

Режим по постоянному току биполярных транзисторов (БТ). Одна из наиболее распространенных схем термостабилизации БТ приведена на рис. 2.4. Зависимость статических характеристик БТ от температуры определяется следующими факторами.

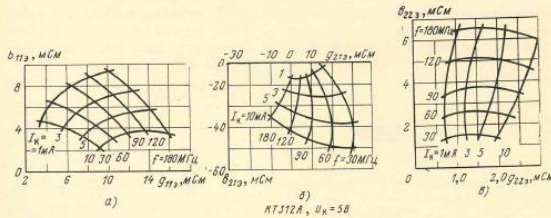


Рис. 2.1

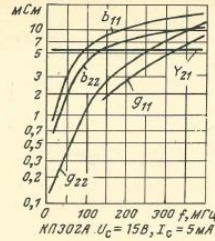


Рис. 2.2

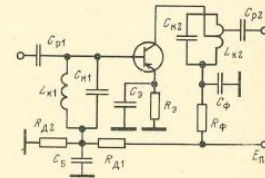
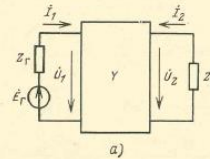


Рис. 2.4

Рис. 2.3

Таблица 2.1

Связь Y -параметров различных схем включения транзисторов с Y -параметрами транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Параметры	Схема включения транзистора	
	ОБ	ОЭ—ОБ
Y_{11}	$Y_{110} + Y_{120} + Y_{210} + Y_{220} \approx Y_{210}$	$Y_{110} - \frac{Y_{120}Y_{210}}{Y_{220} + Y_{210}} \approx Y_{110}$
Y_{12}	$-(Y_{120} + Y_{220})$	$\frac{Y_{120}(Y_{120} + Y_{220})}{Y_{220} + Y_{210}} \approx \frac{Y_{120}Y_{220}}{Y_{210}}$
Y_{21}	$-(Y_{210} + Y_{220}) \approx -Y_{210}$	$\frac{Y_{210}(Y_{210} + Y_{220})}{Y_{220} + Y_{210}} \approx Y_{210}$
Y_{22}	Y_{220}	$Y_{220} - \frac{(Y_{120} + Y_{220})(Y_{210} + Y_{220})}{Y_{220} + Y_{210}} \approx \frac{Y_{120}Y_{220} - Y_{120}Y_{210}}{Y_{210} + Y_{110}} \approx -Y_{120}$

Здесь $Y_{23} = Y_{110} + Y_{120} + Y_{210} + Y_{220}$.

Коэффициент шума достигает минимального значения

$$K_{ш \min} = 1 + \frac{2T_p}{T_0} \frac{1 + \sqrt{1 + m^2}}{m^2} \quad (2.84)$$

в режиме оптимального рассогласования, когда сопротивление потерь резонатора F_c

$$r_{с \text{ опт}} = r_d \sqrt{1 + m^2}. \quad (2.85)$$

При этом коэффициент передачи проходной мощности

$$K_{p0} = \frac{m^2 \sqrt{1 + m^2}}{(1 + \sqrt{1 + m^2})(1 + \sqrt{1 + m^2 + a_d})}. \quad (2.86)$$

ЗАДАЧИ

2.1. Найдите и исправьте ошибки в схемах УРЧ на рис. 2.14.

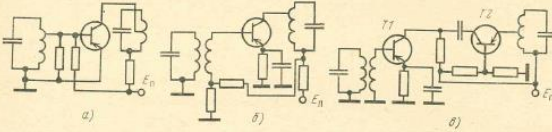


Рис. 2.14

2.2. Рассчитайте элементы термостабилизации УРЧ на транзисторе КТ312А (рис. 2.4) при $I_{0к} = 5$ мА, $U_{0кэ} = 5$ В, $U_{0бэ} = 0,62$ В, $|\Delta I_K / I_K| \leq 10\%$, $E_n = 15$ В, диапазон температур $-30 \dots +50^\circ \text{C}$, частота сигнала 10 МГц (низкочастотные значения параметров транзистора $g_{11} = 3$ мСм, $g_{21} = 120$ мСм, $I_{К0} = 0,01$ мкА).

2.3. Составьте принципиальную схему одноконтурного УРЧ на полевом транзисторе КП302А по схеме с ОИ и рассчитайте параметры элементов, обеспечивающие режим по постоянному току при $I_{0с} = 3,5$ мА, $U_{0зи} = -1$ В, $U_{0си} = 7,5$ В, $E_n = 12$ В, частота сигнала 30 МГц.

2.4. Составьте принципиальную электрическую схему УРЧ с применением ИМС 228УВ3 (а) и 235УВ1 (б) (параметры ИМС приведены в приложении 2).

2.5. В одноконтурном УРЧ контур настроен на частоту 800 кГц при эквивалентном затухании 0,04. На сколько децибел будут ослаблены в УРЧ сигналы станций, принимаемых по соседнему (расстройка $\Delta f_{ср} = 10$ кГц) и по зеркальному каналам ($f_{зр} = 465$ кГц)?

2.6. Какой из транзисторов обеспечивает большее усиление на частоте $f_0 = 100$ МГц в каскаде резонансного усилителя по схеме с ОЭ (ОИ): КТ312А ($|Y_{21}| = 35$ мСм, $|Y_{12}| = 1,3$ мСм) или

КП350А ($|Y_{21}| = 10$ мСм, $C_{12} = 0,03$ пФ)? В обоих случаях считать $g_{к1 \text{ эк}} = g_{к2 \text{ эк}}$ и $m_{2(1)} = m_{2(2)}$.

2.7. Во сколько раз можно повысить коэффициент устойчивого усиления резонансного УРЧ, если от схемы с ОЭ перейти к каскадной схеме ОЭ—ОБ? Транзистор типа КТ312А, рабочая частота $f_0 = 60$ МГц, $I_K = 5$ мА (У-параметры см. на рис. 2.1).

2.8. Во сколько раз можно повысить коэффициент устойчивого усиления резонансного УРЧ, если от схемы с ОИ перейти к каскадной схеме ОИ—ОЗ? Транзистор типа КП302А, рабочая частота $f_0 = 50$ МГц, $I_C = 5$ мА (У-параметры приведены на рис. 2.2, $C_{зи} = 3$ пФ).

2.9. Рассчитайте коэффициент усиления напряжения, коэффициенты включения $m_{1(2)}$, $m_{2(2)}$ и емкость контура $C_{к2}$ одноконтурного УРЧ (рис. 2.5), резонансная частота которого 30 МГц, полоса пропускания 0,48 МГц. При расчете используйте следующие данные: собственное затухание контура $d_{к2} = 0,008$, индуктивность $L_{к2} = 1$ мкГн; параметры нагрузки $g_n = 3,5$ мСм, $C_n = 10$ пФ; проводимость входного контура $g_{к1 \text{ эк}} = 7$ мСм; $m_{2(1)} = 1$; емкость монтажа $C_m = 3$ пФ; коэффициент устойчивости $k_y = 0,84$; транзистор типа КТ312А ($I_K = 3$ мА); при расчете принять $|Y_{12}| = 0,2b_{22}$.

2.10. Каскад УРЧ работает в режиме максимального усиления при заданной полосе пропускания, которая на 60% превышает полосу пропускания изолированного контура, т. е. $\Pi_{к \text{ эк}} = 1,6\Pi_{к}$. Как изменится усиление каскада, если полосу пропускания каскада $\Pi_{к \text{ эк}}$ уменьшить на 30%? В обоих случаях каскад работает устойчиво.

2.11. Рассчитайте максимально реализуемый коэффициент передачи напряжения одноконтурного УРЧ при заданной полосе пропускания $\Pi_{к2 \text{ эк}} = 2$ МГц. Параметры транзистора и элементов схемы следующие: $|Y_{21}| = 32$ мСм, $|Y_{12}| = 0,4$ мСм; $g_{22} = 1,3$ мСм, $g_{к1 \text{ эк}} = 1$ мСм; $C_{к2 \text{ эк}} = 15$ пФ; $\gamma = 10$; $g_n = 13$ мСм; $m_{2(1)} = 1$; $k_y = 0,84$.

2.12. Проведите расчет одноконтурного УРЧ на транзисторе КТ312А ($I_K = 5$ мА). Необходимо обеспечить частоту настройки усилителя 120 МГц и полосу пропускания 40 МГц. Дано: собственное затухание контура $d_k = 0,005$; емкость нагрузки $C_n = 2$ пФ, проводимость нагрузки $g_n = 1$ мСм; емкость монтажа $C_m = 2$ пФ; проводимость входного контура $g_{к1 \text{ эк}} = 25$ мСм; $m_{2(1)} = 1$; $k_y = 0,84$.

2.13. Покажите, что в режиме максимального усиления УРЧ имеет больший коэффициент передачи напряжения, чем в режиме непосредственного включения. Считать, что $g_{к1} \ll g_{11}$, $g_{к2} \ll g_{22}$ и $\gamma \gg 1$.

2.14. Рассчитайте коэффициенты передачи проходной и номинальной мощности каскада УРЧ по схеме на рис. 2.5. Исходные данные: $R_i = 1$ кОм, $m_{1(1)} = 0,83$, $m_{2(1)} = 1$, $g_{к1} = 0,1$ мСм, $f_{01} = 30$ МГц; транзистор типа КТ312А ($I_{0к} = 3$ мА, $U_{0кэ} = 5$ В); $g_{к2} = 0,1$ мСм; $f_{02} = 30$ МГц; $m_{1(2)} = m_{2(2)} = 0,33$; $g_n = 5$ мСм.

2.15. Какую схему преселектора следует использовать в диа-

пазоне ДВ вещательного приемника (рис. 2.15), чтобы получить наиболее постоянный коэффициент усиления по диапазону?

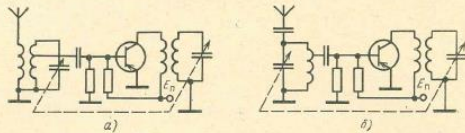


Рис. 2.15

2.16. Сравните каскады УРЧ диапазонов ДВ и КВ вещательного супергетеродинного приемника, контуры которых имеют одинаковую добротность. В каком из них будет больше нелинейные искажения огибающей АМ сигнала при расстройке каждого из УРЧ на половину полосы пропускания УРЧ?

2.17. Рассчитайте результирующий коэффициент шума последовательно соединенных УРЧ (по схеме на рис. 2.5) и преобразователя частоты (ПЧ). Расчет провести для режима согласования ВЦ с настроенной антенной при следующих данных: центральная частота $f_0=100$ МГц; полоса пропускания ВЦ $\Pi_{к1\text{эк}}=20$ МГц; эквивалентная емкость контура $C_{к1\text{эк}}=10$ пФ; собственная проводимость контура ВЦ $g_{к1}=0,2$ мСм; проводимость антенны $g_a=20$ мСм; тип транзистора УРЧ ГТ313А ($|h_{21Б}|=0,98$, $I_{0к}=2$ мА; $r'_c=50$ Ом; на частоте 100 МГц $Y_{11}=13+j9$ мСм, $Y_{22}=1,2+j2,6$ мСм, $|Y_{21}|=32$ мСм); коэффициент шума ПЧ $K_{ш\text{ПЧ}}=10$.

2.18. Рассчитайте результирующий коэффициент шума для режима оптимального рассогласования ВЦ с антенной при данных задачи 2.17.

2.19. Рассчитайте коэффициенты шума каскада УРЧ (рис. 2.5) на полевом транзисторе КП302А ($I_C=5$ мА) по схеме с ОИ в режимах оптимального согласования с источником сигнала и оптимального рассогласования. Исходные данные: центральная частота $f_0=150$ МГц; $g_r=5$ мСм, $g_{к1}=0,18$ мСм; $t_3=1,2$, $t_c=1$.

2.20. Для транзистора КТ391, S-параметры которого даны в табл. 2.3, определите характер области устойчивости (ОБУ или ОПУ) для частот: 0,6 ГГц (а), 2,6 ГГц (б). Транзистор включен по схеме с ОЭ.

2.21. Определите по заданным S-параметрам четырехполюсника его тип (активный, пассивный): а) $S_{11}=0,1-j0,08$, $S_{12}=0,01+j0,001$, $S_{21}=0,2+j0,3$, $S_{22}=0,15-j0,08$; б) $S_{11}=0,7-j0,6$, $S_{12}=0,04+j0,3$, $S_{21}=-2,5+j4$, $S_{22}=0,7-j0,2$.

2.22. Транзистор имеет $S_{11}=0,8+j0,8$. а) Является ли данный транзистор потенциально устойчивым и почему? б) Если $W_{02}=50$ Ом, то каково входное сопротивление транзистора?

2.23. Матрица рассеяния транзистора КТ391, включенного по схеме с ОЭ, на частоте 2,6 ГГц приведена в табл. 2.3. Определите Y-параметры транзистора, включенного по схеме с ОЭ (а) и S-параметры транзистора, включенного по схеме с ОБ (б). Является ли такой транзистор активным или пассивным при включении по схеме с ОЭ и ОБ (в)?

2.24. По заданным в задаче 2.23 S-параметрам транзистора, включенного по схеме с ОЭ, определите S-параметры каскадной схемы ОЭ—ОБ.

2.25. Получите формулы связи между Y- и S-параметрами, приведенными в табл. 2.4.

2.26. Выведите формулы (2.51), (2.52).

2.27. Рассчитайте S-параметры высокочастотного трансформатора (рис. 2.16). Первичная и вторичная обмотки трансформатора имеют парциальные последовательные резонансы на частоте ω_0 . Значения S-параметров рассчитайте на частоте ω_0 . Рассматриваемая цепь отрегулирована на передачу максимальной мощности.

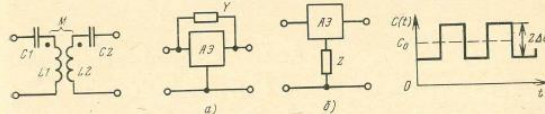


Рис. 2.16

Рис. 2.17

Рис. 2.18

2.28. По заданным S-параметрам АЭ получите выражения для S-параметров схем на рис. 2.17.

2.29. Получите выражения для S-параметров П-образной СЦ на рис. 1.5.

2.30. Выведите формулу (2.45) для коэффициента передачи номинальной мощности.

2.31. Рассчитайте сопротивление стабилизирующего резистора $R_{ст}$ для транзистора КТ391 ($f_0=4,6$ ГГц, $K_{yA_1}=1,05$; транзистор включен по схеме с ОЭ). Найдите S-параметры составного АЭ и его максимальный коэффициент передачи номинальной мощности: при параллельном (а) и последовательном (б) включении $R_{ст}$.

2.32. По заданным S-параметрам транзистора ЗП321, включенного по схеме с ОИ (см. табл. 2.3), на частоте 5 ГГц определите входное и выходное сопротивления транзистора в 50-омном тракте.

2.33. Параметры матрицы рассеяния транзистора в 50-омном тракте: $S_{11}=2,5 \angle 126,9^\circ$, $S_{12}=0$, $|S_{21}|=5$, $S_{22}=0,707 \angle -10,5^\circ$. Определите: а) входное сопротивление транзистора при сопротивлении нагрузки 50 Ом; б) сопротивления Z_r и Z_{in} , при которых реализуемый коэффициент передачи мощности $K'_P=10$.

2.34. Для транзистора КТ391, включенного по схеме с ОЭ, определите на частоте 3,5 ГГц входные и выходные сопротивления, коэффициент передачи номинальной мощности и коэффициент шума в режимах: а) максимального усиления, б) минимального коэффициента шума (здесь вместо входного сопротивления транзистора найдите требуемое выходное сопротивление СЦ1).

2.35. Параметры матрицы рассеяния транзистора на частоте 500 МГц при $W_0=50$ Ом: $S_{11}=0,8\angle-80^\circ$; $S_{12}=0$; $S_{22}=0,8\angle-80^\circ$; $|S_{21}|=2$. Определите максимальный коэффициент усиления номинальной мощности и оптимальные значения Z_r и Z_{in} .

2.36. По результатам задачи 2.34 для режима максимального усиления синтезируйте СЦ1 и СЦ2 на МПЛ. В качестве согласующих цепей выберите Г-образные одношлейфовые трансформаторы, изображенные на рис. 1.15 ($\epsilon=5$, $h=1$ мм), характеристические сопротивления подводящих линий (рис. 2.6) $W_{01}=50$ Ом, $W_{02}=50$ Ом.

2.37. Для усилителя с параметрами из задачи 2.35 рассчитайте согласующие цепи (рис. 1.7), обеспечивающие максимальный коэффициент передачи номинальной мощности ($W_{01}=W_{02}=50$ Ом, $\Delta f=100$ МГц, $\Gamma_{min}=0,2$).

2.38. Для усилителя на транзисторе 3П321, включенном по схеме с ОИ, при $f_0=4,4$ ГГц рассчитайте согласующие цепи на МПЛ ($\epsilon=5$, $h=1$ мм), преобразующие сопротивление генератора $R_g=50$ Ом и нагрузки $R_n=75$ Ом в оптимальные сопротивления, обеспечивающие передачу максимальной мощности.

2.39. Для усилителя из задачи 2.38 в режиме оптимального двустороннего согласования найдите коэффициент усиления мощности и коэффициент шума.

2.40. Емкость контура, настроенного на частоту ω_0 , изменяется около среднего значения C_0 на $\pm\Delta C$ по закону меандра с частотой $2\omega_0$ (рис. 2.18). Определите, при какой добротности контура Q произойдет параметрическое возбуждение колебаний.

2.41. Сравните значения коэффициентов передачи проходной мощности и коэффициентов шума регенеративных резонансных усилителей на «проход» и на «отражение» при одинаковой полосе пропускания.

2.42. Какого значения может достигнуть коэффициент передачи проходной мощности параметрического нерегенеративного пре-

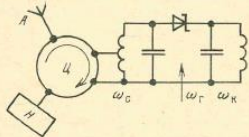


Рис. 2.19

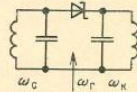


Рис. 2.20

образователя при следующих соотношениях частот: а) $\omega_r < \omega_c$, $\omega_k = \omega_c - \omega_r$; б) $\omega_r > 2\omega_c$, $\omega_k = \omega_r - \omega_c$?

2.43. Каким соотношением должны быть связаны частоты ω_c , ω_r , ω_k , чтобы отражательный ППУ (рис. 2.19) мог усиливать входной сигнал?

2.44. Может ли схема, состоящая из двух контуров и параметрически возбуждаемого варактора (рис. 2.20), быть использована в отражательном ППУ, если частота настройки контуров и частота генератора накачки связаны соотношением $\omega_k = \omega_c + \omega_r$?

2.45. Каким образом следует выбирать частоты настройки контуров схемы на рис. 2.20, чтобы она могла быть использована в регенеративном проходном ППУ?

2.46. Найдите неравенство, связывающее ω_c и ω_k с $\omega_{кр}$ в режиме $r_{вн} \approx W_0 + r_d$ при малых сопротивлениях потерь $r_c \approx 0$, $r_k \approx 0$.

2.47. На варактор из арсенида галлия с плавным $p-n$ -переходом подается напряжение накачки, меняющееся от $u=0$ до $u=-6$ В (ток накачки синусоидален). Параметры варактора: емкость C при напряжении $u=2$ В равна 0,3 пФ; $r_d=6$ Ом; $U_{обр}=6$ В. Определите коэффициент модуляции электрической жесткости и критическую частоту варактора.

2.48. Решите задачу 2.47 для варактора из арсенида галлия с резким $p-n$ -переходом.

2.49. Решите задачу 2.47 для варактора из германия (а) и кремния (б) с плавным $p-n$ -переходом.

2.50. Установите, при каком соотношении сопротивлений $p-n$ -перехода варактора и внешних цепей ток накачки (а) или напряжение накачки (б) синусоидальны.

2.51. Постоянная времени варактора $\tau=5 \cdot 10^{-12}$ с, частота входного сигнала и частота генератора накачки 10 и 50 ГГц соответственно. Можно ли такой варактор использовать в отражательном ППУ при глубине модуляции жесткости $M=0,5$?

2.52. Какова должна быть глубина модуляции жесткости варактора, имеющего постоянную времени $\tau=10^{-12}$ с, для того, чтобы он мог быть использован в схеме параметрического нерегенеративного усилителя-преобразователя частоты при условии, что частота сигнала и частота генератора накачки равны 10 и 40 ГГц соответственно?

2.53. Какой должна быть критическая частота варактора, чтобы максимальный коэффициент передачи проходной мощности нерегенеративного усилителя-преобразователя частоты был равен 18, если частота сигнала 0,5 ГГц, а частота накачки 9,5 ГГц?

2.54. Определите оптимальную частоту накачки и шумовую температуру регенеративного ППУ при $f_c=10$ ГГц, $f_{кр}=25$ ГГц, $T_p=300$ К. Определите, как изменится шумовая температура усилителя, если частоту накачки выбрать в 1,5 раза ниже оптимальной.

2.55. При каком значении параметра a_0 нерегенеративный усилитель-преобразователь частоты имеет коэффициент передачи

мощности, равный половине потенциального значения, достигаемого в преобразователе без потерь.

2.56. Определите коэффициент передачи мощности и шумовую температуру регенеративного усилителя-преобразователя частоты при его настройке на максимальное усиление и при настройке на минимальный коэффициент шума. Данные преобразователя: $f_c=1$ ГГц, $f_r=20$ ГГц, $f_{кр}=30$ ГГц, $T_p=T_0$. Определите также для этих режимов коэффициент шума ВЧ блока приемника, если за параметрическим преобразователем следует усилитель, имеющий коэффициент шума 20.

Глава 3

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

3.1. Основные параметры и характеристики. Расчет внутренних и внешних параметров.

Преобразователь частоты (ПЧ) характеризуется в основном теми же качественными показателями, что и усилитель радиочастоты (УРЧ): коэффициент усиления (или передачи), входная и выходная проводимости, рабочий диапазон частот, избирательность, коэффициент шума и т. д.

Поскольку в большинстве современных приемников применяются преобразователи частоты с отдельным гетеродином, то в дальнейшем под внутренними параметрами преобразователя будем понимать внутренние параметры смесителя. Для расчета параметров смесителя на транзисторе используется та же эквивалентная схема, что и при расчете УРЧ. Отличие заключается лишь в том, что параметры транзистора в режиме усиления заменяются соответствующими параметрами в режиме преобразования.

Параметрами, присущими только преобразователю, являются параметры гетеродина, при которых обеспечивается нормальная работа преобразователя частоты, а также своеобразная частотная характеристика, определяемая побочными каналами приема.

Внутренние параметры. Для транзисторного преобразователя частоты к ним относят Y -параметры транзистора, работающего в режиме преобразования. При работе преобразователя на частотах, много меньших граничной частоты транзистора по проводимости прямой передачи f_s , вполне допустимо в расчетах пренебрежение реактивными составляющими Y -параметров. В этом случае для расчета достаточно статических характеристик транзистора.

Крутизну преобразователя можно определить, используя либо проходную характеристику транзистора, либо входную и выходную. В обоих случаях сначала нужно построить график зависимости $y_{21}=f(u_{БЭ})$.

При использовании проходной характеристики для этого необходимо построить график ее производной. Далее, применяя соответствующую аппроксимацию полученной кривой, определяют нужную гармонику крутизны.

При использовании входной и выходной характеристик транзистора зависимость $y_{21}=f(u_{БЭ})$ определяют следующим образом. На входной характеристике, соответствующей выбранному значению постоянного напряжения на коллекторе, произвольно выбирают ряд точек i_{21}, i_{22}, \dots и определяют в них значения входного сопротивления $h_{11}=\Delta u_{БЭ}/\Delta i_{21}$. Затем переносят указанные ординаты кривой тока i_1 на семейство статических выходных характеристик и при выбранном значении постоянного напряжения на коллекторе определяют значения коэффициента передачи тока h_{21} . После этого для выбранных точек вычисляют ординаты $y_{21}=h_{21}/h_{11}$ и строят зависимость $y_{21}=f(u_{БЭ})$. Аппроксимируя полученную кривую, определяют нужную гармонику крутизны. В зависимости от точности построения полученные результаты могут изменяться на $\pm(10 \dots 20)\%$. Далее определяют напряжение смещения так, чтобы рабочая точка находилась в середине наиболее линейного участка зависимости $y_{21}=f(u_{БЭ})$.

При преобразовании по первой гармонике колебания гетеродина для расчета крутизны преобразования используют метод пяти ординат. При этом выбирают амплитуду напряжения гетеродина и определяют пять точек $y_{21(1)}, y_{21(2)}, \dots$ (рис. 3.1), расстояния между которыми по оси абсцисс одинаковы. Крутизна преобразования

$$S_n = (y_{21(1)} + y_{21(2)} - y_{21(4)} - y_{21(5)})/6. \quad (3.1)$$

При аппроксимации зависимости $y_{21}=f(u_{БЭ})$ в силу того, что расчеты параметров транзистора смесителя весьма приближенны, целесообразно применять наиболее простую аппроксима-

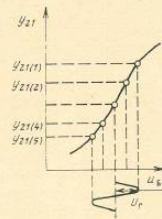


Рис. 3.1

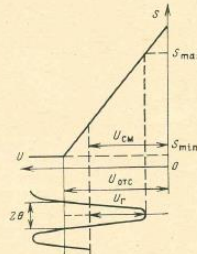


Рис. 3.2

где m — номер гармоники частоты сигнала; n — номер гармоники частоты гетеродина; F — частота напряжения, которое может пройти через УНЧ и создать мешающий эффект.

ЗАДАЧИ

3.1. Зависимость тока стока I_C полевого транзистора, используемого в смесителе, от напряжения на затворе U_3 определяется формулой $I_C = bU_3^2$. Коэффициент $b = 1$ мА/В², амплитуда напряжения $U_T = 1$ В. Рассчитайте зависимость крутизны преобразования по первой гармонике колебания гетеродина от напряжения смещения на затворе при изменении его от 0 до 3 В.

3.2. При условиях предыдущей задачи определите, во сколько раз изменятся коэффициенты передачи по каналу прямого прохождения и основному каналу, если от режима $U_T = U_{см} = 1$ В перейти к режимам: а) $U_T = 1$ В и $U_{см} = 0$; б) $U_T = 2$ В и $U_{см} = 0$.

3.3. Используя проходную характеристику транзистора ГТЗ11Е (рис. 3.6), определите методом пяти ординат крутизну преобразования смесителя, работающего в следующем режиме: $U_T = 25$ мВ, $U_{БЭ} = 0,3$ В, $U_{КЭ} = 5$ В.

3.4. Транзистор КТ301 работает в качестве смесителя в следующем режиме: $U_T = 0,35$ В, $U_{БЭ} = 0,35$ В, $U_{КЭ} = 10$ В. Пользуясь входной и выходной характеристиками этого транзистора (рис. 3.10), определите крутизну преобразования по первой гармонике колебания гетеродина.

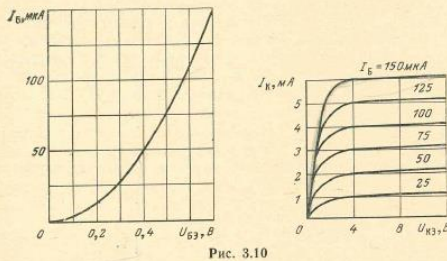


Рис. 3.10

3.5. Проходная характеристика транзистора $I_K = bU_{БЭ}^2$ ($b = 100$ мА/В²). Амплитуда напряжения гетеродина $U_T = 100$ мВ. Определите максимально возможную крутизну преобразования по первой гармонике колебания гетеродина.

3.6. Дiodный смеситель (рис. 3.9) работает при амплитуде напряжения гетеродина $U_T = 1$ В. Рассчитайте крутизну преобразова-

ния по первой гармонике колебания гетеродина. ВАХ диода считать кусочно-линейной с крутизной $S = 10$ мА/В.

3.7. Проходная характеристика транзистора и ВАХ диода совершенно одинаковы и описываются формулами $I_K = bU_{БЭ}^2$, $I = bU^2$. Напряжения гетеродина в транзисторном и диодном смесителях (рис. 3.9) одинаковые. В какой схеме — транзисторного или диодного смесителя — можно получить большую крутизну преобразования по первой гармонике колебания гетеродина и во сколько раз?

3.8. Используя приведенные на рис. 3.7 и 3.8 зависимости параметров транзистора ГТЗ11Е от напряжения на базе, рассчитайте его параметры в режиме преобразования (U_T , $U_{см}$, $g_{11п}$, $b_{21п}$, $g_{11п}$, $C_{11п}$, $I_{Кср}$), при условии, что достигается максимальная крутизна преобразования по первой гармонике колебания гетеродина ($f_c = 30$ МГц).

3.9. Рассчитайте зависимости коэффициента передачи напряжения и потерь преобразования диодного смесителя (рис. 3.9) от амплитуды напряжения гетеродина, изменяющейся от 0 до 0,2 В. ВАХ диода аппроксимируйте экспонентой с коэффициентом $a = 20$ В⁻¹.

3.10. Определите коэффициент передачи диодного смесителя (рис. 3.9) при линейно-ломаной аппроксимации ВАХ диода.

3.11. Смеситель на точечном полупроводниковом диоде (ТД) (рис. 3.9) работает при амплитуде напряжения гетеродина $U_T = 0,6$ В. Преобразование осуществляется по первой гармонике колебания гетеродина. Во сколько раз изменится коэффициент передачи смесителя при замене ТД диодом Шоттки (ДШ), если: а) режим работы схемы не изменять; б) подать на ДШ напряжение смещения 0,5 В, одновременно уменьшив напряжение гетеродина до 0,3 В? Идеализированные характеристики ТД и ДШ приведены на рис. 3.11.

3.12. Используя аппроксимацию ВАХ диода вида $i = I_0 + aU + bU^2$, покажите, что в балансном диодном преобразователе (рис. 3.12) отсутствует составляющая тока с частотой гетеродина в сигнальном контуре и в контуре, настроенном на промежуточную частоту.

3.13. Используя аппроксимацию ВАХ диода вида $i = I_0 + aU + bU^2$, покажите, что в балансном кольцевом диодном преобразователе (рис. 3.13) отсутствует канал прямого прохождения.

3.14. Пользуясь характеристиками транзистора ГТЗ11Е на рис. 3.4 и 3.5 и результатами решения задачи 3.8, рассчитайте коэффициенты шума УРЧ, на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, и ПЧ на этом транзисторе и сравните полученные результаты. При расчете считать, что в обоих случаях имеет место режим согласования с источником сигнала, ток коллектора 5 мА, $\alpha = 0,98$, $r_{с} = 60$ Ом, $f_c = 30$ МГц, $f_{np} \ll f_c$.

3.15. На рис. 3.14 приведены зависимости потерь преобразования L_D и коэффициента шума $K_{ш}$ смесительного диода от подводимой мощности гетеродина. Какую мощность гетеродина следу-



Рис. 3.11

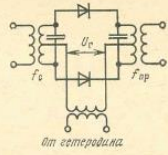


Рис. 3.12

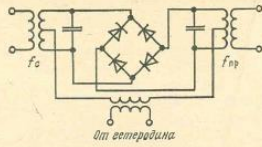


Рис. 3.13



Рис. 3.14

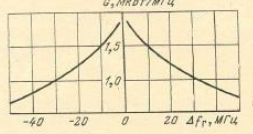


Рис. 3.15

ет подать на диодный балансный смеситель для достижения: а) максимального коэффициента передачи смесителя; б) максимальной чувствительности приемника без УРЧ при коэффициенте шума УПЧ, равном 2,1?

3.16. Имеется приемник, первым каскадом которого является балансный диодный смеситель. Коэффициент шума УПЧ приемника 1,5. Имеются два типа смесительных диодов: первый с шумовым отношением $L_d=2$ и потерями преобразования $L_{дд}=6$ дБ и второй с $L_d=3$ и $L_{дд}=4,5$ дБ. Какой из двух типов диодов следует применить в смесителе для получения минимального коэффициента шума приемника?

3.17. Имеется приемник, первым каскадом которого является балансный диодный смеситель. Промежуточная частота приемника 30 МГц, полоса пропускания УПЧ 1 МГц. Мощность собственных шумов приемника, пересчитанных на его вход, 10^{-12} Вт. Зависимость спектральной плотности шумов гетеродина, приведенных ко входу смесителя, изображена на рис. 3.15. Во сколько раз уменьшится чувствительность приемника при переходе от балансного смесителя к небалансному? Потерями мощности преобразования сигнала при указанном переходе пренебречь.

3.18. Смеситель собран на полевом транзисторе, зависимость тока стока i_c которого от напряжения на затворе U_3 определяется формулами $i_c = bU_3^2$ при $U_3 \geq 0$ и $i_c = 0$ при $U_3 < 0$. Какой

режим более благоприятен для возникновения комбинационного свиста при $U_{см} = U_3$ или при $U_{см} = 0$?

3.19. Определите частоту в пределах ДВ диапазона радиовещательного приемника, где вероятно возникновение комбинационного свиста.

Глава 4

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

4.1. Основные качественные показатели. Структурные схемы

Номинальная промежуточная частота $f_{пр}$ — это средняя частота АЧХ УПЧ. Как правило, АЧХ бывает симметричной. Обычно $f_{пр}$ лежит в пределах от сотен килогерц до сотен мегагерц.

Коэффициент усиления напряжения $K = U_{вых}/U_{вх}$ измеряют на номинальной промежуточной частоте, имеет порядок $10^3 \dots 10^6$.

Амплитудно-частотная характеристика характеризуется полосой пропускания Π обычно на уровне 0,707 и коэффициентами прямоуглольности $K_{ш0,1}$ и $K_{ш0,01}$ (отношением полос пропускания на уровнях 0,1 и 0,01 к полосе пропускания на уровне 0,707). Чем ближе значение коэффициентов прямоуглольности к единице, тем ближе форма АЧХ к идеальной, тем выше избирательность УПЧ.

Наиболее распространены три формы АЧХ УПЧ (рис. 4.1): однокорбая (А), с максимально плоской вершиной (В) и многокорбая (С).

По принципу формирования АЧХ УПЧ подразделяются на УПЧ с распределенной избирательностью (рис. 4.2) и с сосредото-

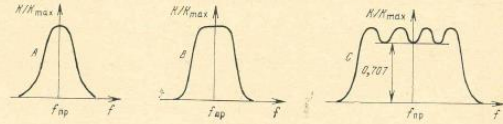


Рис. 4.1

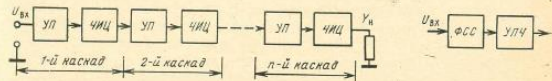


Рис. 4.2

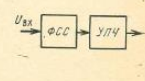


Рис. 4.3

ω_n следующий штырь присоединяется к той же шине, что и предыдущий, как показано на рис. 4.12,а, тем самым создавая необходимый фазовый сдвиг на 180° .

Расчеты на ЭВМ по формуле (4.33) с помощью программы П3.2 показывают, что при $\Pi=2$ МГц полоса пропускания фактической АЧХ за счет усеживания импульсной характеристики оказывается равной 1,6 МГц по уровню -3 дБ. Для достижения требуемого значения $\Pi_{0,7}=2$ МГц необходимо пропорционально увеличить Π до 2,5 МГц (одновременно для сохранения прежнего K_n количество штырей пропорционально уменьшается до $N=182$). При этом $K_n=2,1$.

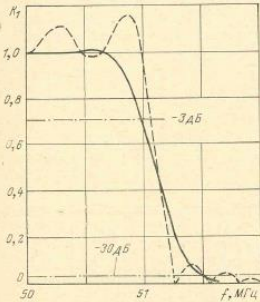


Рис. 4.13

Требуемое значение $K_n=1,5$ обеспечивается при увеличении уровня ограничения импульсной характеристики до $t_{\max}=2t_0=3,58$ мкс (при этом $\Pi=2,23$ МГц и $N=358$). Таким образом, проектирование передающего ВШП носит итеративный характер. В качестве иллюстрации на рис. 4.13 приведен график АЧХ спроектированного передающего ВШП при $N=358$ (непрерывная линия). Здесь же для сравнения приведена АЧХ передающего ВШП с тем же количеством штырей без весовой обработки по Хэммингу (штриховая линия) (на рисунке приведена правая половина симметричной АЧХ). Сопоставление расчетов показывает, что применение весовой функции Хэмминга (4.32) приводит к уменьшению уровня пульсаций боковых лепестков АЧХ с -28 до -63 дБ.

ЗАДАЧИ

4.1. Необходимо построить шестикаскадный УПЧ с полосой пропускания $\Pi=1$ МГц, промежуточной частотой $f_{пр}=30$ МГц и АЧХ формы В. Какой тип УПЧ реализуем на контурах с добротностью $Q=30$?

4.2. Имеется четырехкаскадный УПЧ с одиночными настроенными в резонанс контурами, $\Pi=1$ МГц, $f_{пр}=30$ МГц. Для увеличения избирательности предлагается попарно расстроить контуры и получить АЧХ формы С с провалом до -3 дБ на частоте $f_{пр}$. Осуществимо ли это предложение, если добротность контуров $Q=50$?

4.3. Можно ли реализовать двухкаскадный УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами, АЧХ формы В, $f_{пр}=465$ кГц, $\Pi=10$ кГц, располагая контурами с добротностью $Q=53$?

4.4. Определите частоты настройки контуров четырехкаскадного УПЧ с попарно расстроенными контурами, $f_{пр}=10$ МГц и $\Pi=0,1$ МГц для АЧХ формы В и С провалом до -3 дБ на частоте $f_{пр}$.

4.5. В УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами по конструктивным соображениям коэффициент связи $k_{св}$ между контурами не должен превышать 0,1. Определите максимально допустимое число каскадов УПЧ, если $f_{пр}=60$ МГц и АЧХ формы В.

4.6. В четырехкаскадном УПЧ с АЧХ формы В два контура настроены на частоту 9,5 МГц и два — на 10,5 МГц. На какие частоты нужно настроить контуры этого УПЧ при реализации АЧХ формы С с провалом до -3 дБ на частоте $f_{пр}$ при сохранении прежней полосы УПЧ?

4.7. Может ли УПЧ с одиночными настроенными в резонанс контурами и полосой пропускания 10 кГц обеспечить избирательность по соседнему каналу ($\Delta f_{ск}=10$ кГц) 20 дБ?

4.8. На входе радиоприемного устройства (РПУ) АМ сигналов присутствует полезный сигнал и помеха — сигнал соседнего канала, отстроенный от полезного сигнала на 10 кГц. Отношение амплитуд несущих полезного сигнала и помехи на входе РПУ 0,3, а на выходе УПЧ должно быть не менее 3. Полоса пропускания УПЧ 10 кГц. Какой тип УПЧ при минимальном числе каскадов и АЧХ формы В следует применить для получения необходимой избирательности по помехе?

4.9. УПЧ вещательного приемника ($f_{пр}=465$ кГц) должен иметь АЧХ формы В, полосу пропускания $\Pi=10$ кГц и избирательность по соседнему каналу не менее 25 дБ. Сколько потребуется двухконтурных полосовых фильтров и каскадов УПЧ для реализации заданных параметров? Какова должна быть добротность контуров фильтров?

4.10. Элементы контуров двухкаскадного УПЧ на полевых транзисторах с двухконтурными полосовыми фильтрами с емкостной связью имеют следующие параметры: собственная добротность более 100, эквивалентная емкость 28 пФ, индуктивность 1 мкГн, каждый контур зашунтирован резистором $R_{ш}=1300$ Ом ($g_{ш} \ll 1/R$). а) Определите емкость конденсатора связи при которой обеспечивается наиболее плоская вершина АЧХ усилителя. б) Во сколько раз нужно изменить $C_{св}$, чтобы сохранить прежнюю форму АЧХ, если сопротивление резистора $R_{ш}$ увеличить в 1,5 раза? Во сколько раз при этом изменится резонансный коэффициент усиления, полоса пропускания и коэффициент прямоугульности $K_{пр,1}$?

4.11. Предлагается регулировать полосу пропускания узкополосного двухкаскадного УПЧ с одиночными контурами путем расстройки контуров. При этом АЧХ усилителя изменяется от формы А до С с провалом до -3 дБ на $f_{пр}$. Определите, во сколько раз при этом изменятся полоса пропускания, коэффициент усиления и избирательность на частотах $f=f_{пр} \pm \Pi_{\max}$. Считать, что при перестройке эквивалентное затухание контуров и коэффициент усиления каскада остаются неизменными.

4.12. В n -каскадном УПЧ на биполярных транзисторах с одиночными настроенными в резонанс контурами увеличили полосу

пропускания, вдвое увеличив коэффициенты включения последующих каскадов к контурам. Во сколько раз изменился коэффициент усиления УПЧ? Считать, что эквивалентная проводимость контуров усилителя определяется трансформированной входной проводимостью последующего каскада и проводимостью нагрузки последнего каскада равна g_{11} .

4.13. Во сколько раз изменится полоса пропускания двухкаскадного УПЧ на полевых транзисторах с одиночными настроенными в резонанс контурами, если ввести расстройку $\xi_0=1$, сохранив прежнее значение коэффициента усиления за счет изменения эквивалентной добротности контуров?

4.14. В процессе настройки четырехкаскадного УПЧ с попарно расстроенными контурами уменьшили сопротивление резисторов, шунтирующих контуры. При этом АЧХ изменилась от формы С с провалом до -3 дБ на $f_{пр}$ до формы В. Частоты настройки контуров при этом не изменились. Во сколько раз изменились полоса пропускания и коэффициент усиления УПЧ?

4.15. В процессе настройки четырехкаскадного УПЧ с попарно расстроенными контурами увеличили связь последующих каскадов с контурами. При этом АЧХ изменилась от формы С с провалом до -3 дБ на $f_{пр}$ до формы В. Частоты настройки контуров при этом не изменились. Во сколько раз изменились полоса пропускания и коэффициент усиления УПЧ? Считать, что эквивалентная проводимость контуров усилителя определяется трансформированной входной проводимостью последующего каскада и проводимость нагрузки последнего каскада равна g_{11} .

4.16. Каскады четырехкаскадного УПЧ с настроенными в резонанс контурами и четырехкаскадного УПЧ с попарно расстроенными контурами и АЧХ формы В работают в режиме оптимального согласования. В обоих усилителях $f_{пр}=30$ МГц, $\Pi=3$ МГц, $Q=100$, транзисторы одного типа. Во сколько раз отличаются коэффициенты усиления этих усилителей?

4.17. Решите задачу 4.16 при условии, что каскады обоих усилителей работают в режиме рассогласования или согласования. Объясните причины расхождения результатов расчета задач 4.16 и 4.17.

4.18. Требуется рассчитать четырехкаскадный УПЧ на одиночных настроенных на одну частоту контурах, с частотой настройки 30 МГц и полосой пропускания 2 МГц, используя транзисторы ГТ313А ($|Y_{21}|=76$ мСм, $|Y_{12}|=0,45$ мСм, $g_{11}=2,9$ мСм). Затухание контура $d_k=0,01$, индуктивность $L_k=0,5$ мкГн. Чему равен наибольший коэффициент усиления? При расчете влиянием выходной проводимости транзистора на эквивалентную проводимость пренебречь.

4.19. Определите необходимое число каскадов УПЧ на полевых транзисторах с одиночными настроенными контурами с резонансной частотой 30 МГц, полосой пропускания 1 МГц и коэффициентом усиления не менее $25 \cdot 10^3$. Реализуемая минимальная эквивалентная емкость контуров 30 пФ, собственное затухание $d_k=$

$=0,01$. Крутизна характеристики транзистора $|Y_{21}|=10$ мСм. При решении считать, что усилитель устойчив, влиянием входной и выходной проводимостей транзистора, а также проводимости нагрузки на эквивалентную проводимость контуров пренебречь.

4.20. В усилителе, рассчитанном в предыдущей задаче, заменим полевые транзисторы на биполярные с параметрами: $g_{11}=4,35$ мСм, $|Y_{21}|=20$ мСм. Определите коэффициент усиления. При решении считать, что усилитель устойчив, эквивалентная емкость контуров осталась прежней, влиянием выходной проводимости транзистора на эквивалентную проводимость контура пренебречь, проводимость нагрузки последнего каскада считать равной 4,35 мСм.

4.21. Транзистор ГТ308А на частоте 30 МГц имеет следующие У-параметры (при $I_K=3$ мА): $g_{11}=7$ мСм, $b_{11}=5$ мСм, $|Y_{21}|=30$ мСм, $g_{22}=0,7$ мСм, $b_{22}=1,2$ мСм. Какой можно получить наибольший коэффициент усиления четырехкаскадного УПЧ с настроенными в резонанс контурами, если $\Pi=3$ МГц, собственная добротность контуров $Q=100$, сумма емкостей C_k+C_m (рис. 4.7) 25 пФ (а), 30 пФ (б)? Проводимость нагрузки $Y_n=g_{11}+j b_{11}$. Считать, что усилитель устойчив.

4.22. По условиям задачи 4.21 определите наибольший коэффициент усиления УПЧ с попарно расстроенными контурами и АЧХ формы В.

4.23. По условиям задачи 4.21 определите наибольший коэффициент усиления УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами и АЧХ формы В, если сумма емкостей $C_{к1}+C_m=C_{к2}+C_m=35$ пФ (рис. 4.8).

4.24. Рассчитайте с помощью ЭВМ каскад УПЧ с ФСС на транзисторе ГТ308А (см. задачу 4.21) со следующими параметрами: $f_{пр}=30$ МГц, $\Pi=5$ МГц, избирательность при расстройке на 5 МГц не менее 30 дБ, собственное затухание $d_k=0,05$. Определите нормированные параметры элементов звена ФСС, число звеньев и максимальный коэффициент усиления.

4.25. По условиям предыдущей задачи рассчитайте УПЧ на ИМС 235УР7 с коэффициентом усиления не менее $5 \cdot 10^3$, начертите принципиальную схему УПЧ, учитывая, что соединяются выводы 5 и 9, 8 и 10. ЧИЦ подключается к выводам 9-10 (5-8), напряжение питания подается на вывод 6, вывод 3 соединяется с землей, входной сигнал подается на вывод 1, а выходной снимается с вывода 11 (см. рис. П2.1,б).

4.26. Рассчитайте и постройте АЧХ передающего ВШП фильтра на ПАВ без аподизации, т. е. при $\omega_n=W_0=const$. ВШП состоит из $N=100$ штырей, расположенных с шагом $d=0,03488$ мм на подложке из ниобата лития, ширина каждого штыря $l=d/2$.

4.27. Для ВШП без аподизации из задачи 4.26 найдите оптимальное соотношение между шириной штыря l и шагом d , при котором полностью подавляется третья гармоника АЧХ ВШП (на частоте $f=3f_0$).

4.28. Для ВШП без аподизации из задачи 4.26 найдите число штырей $N_{\text{опт}}$, обеспечивающее максимальную относительную полосу пропускания в случае согласования ВШП с источником сигнала с помощью индуктивности (рис. 4.14), и эту полосу для подложки из ниобата лития (а) и из кварца ST-среза (б).

4.29. Рассчитайте геометрические размеры фильтра на ПАВ (рис. 4.11) с идеальной гауссовской частотной характеристикой

$$K(j\omega) = \exp\{-j\tau_s(\omega - \omega_0)\} \exp\left\{-\frac{\pi}{2} \frac{(\omega - \omega_0)^2}{(2\pi\Pi)^2}\right\}$$

при $f_0 = 50$ МГц, $\Pi = 2$ МГц, $\tau_s = 0,5$ мкс, $t_{\text{max}} = 1$ мкс. В качестве подложки используйте ниобат лития.

4.30. Постройте с помощью ЭВМ фактическую АЧХ фильтра на ПАВ, спроектированного в задаче 4.29. Определите полосу пропускания по уровню -3 дБ и сравните ее с теоретическим значением при $N \rightarrow \infty$. Определите значение параметра Π , при котором полоса фильтра по уровню -3 дБ равна 2 МГц. Для расчета на ЭВМ воспользуйтесь программой ПЗ.2, для которой необходимо составить подпрограмму FUNCTION HT, предназначенную для расчета огибающей импульсной характеристики $H(t)$.

4.31. Постройте с помощью ЭВМ зависимость коэффициента прямоугольности АЧХ передающего ВШП из примера в § 4.5 от t_{max} при выполнении условия $t_{\text{max}} = 2\tau_s$ для $\Pi = 2$ МГц без использования весовой функции (а) и с весовой функцией Хэмминга (б).

4.32. Для ВШП без аподизации из задачи 4.26 найдите входную проводимость и емкость на частоте f_0 .

4.33. Найдите на центральной частоте входную проводимость и емкость ВШП из задачи 4.29.

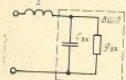


Рис. 4.14

Глава 5

ДЕТЕКТОРЫ

5.1. Амплитудные детекторы

Выбор функции, аппроксимирующей ВАХ диода, входящего в состав амплитудного детектора (АД), производится по оценке протяженности рабочего участка $U^+_{\text{раб}}$ в области напряжений, где диод открыт:

$$U^+_{\text{раб}} = (1 - K_d)U, \quad (5.1)$$

где U — амплитуда входного напряжения детектора. На рис. 5.1 представлена диаграмма, позволяющая выбрать аппроксимирующую функцию ВАХ германиевых точечных диодов при заданных

значениях K_d и U . Область, в которой находится точка с координатами K_d , U , определяет необходимый тип аппроксимации ВАХ. Экспоненциальная аппроксимация $i = I_0(e^{a_1 u} - 1)$ используется при $U^+_{\text{раб}} < 0,15 \dots 0,2$ В. Коэффициент передачи и входная проводимость $g_{\text{вх}}$ последовательного диодного детектора определяется по графикам на рис. 5.2 и 5.3. Здесь $S_0 = aI_0$ — дифференциальная проводимость диода при нулевом смещении; параметр $Z = S_0 R$ (R — сопротивление нагрузки).

Линейно-параболическая аппроксимация

$$i = \begin{cases} \beta u^2 & \text{при } u \geq 0, \\ g_{\text{обр}} u & \text{при } u < 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

используется при $U^+_{\text{раб}} = 0,3 \dots 1,5$. Последовательный диодный детектор рассчитывается с помощью формул

$$\beta U = g a_1 + g_{\text{обр}} a_2; \quad (5.3)$$

$$g_{\text{вх}} = g a_3 + g_{\text{обр}} a_4, \quad (5.4)$$

где g — проводимость нагрузки. Расчет проводят в следующем порядке. Сначала задаются величиной K_d и по графикам на рис. 5.4 определяют коэффициенты a_1, \dots, a_4 . Затем по формулам (5.3), (5.4) определяют амплитуду входного напряжения U , при которой достигается данное значение K_d , и входную проводимость $g_{\text{вх}}$.

Кусочно-линейная аппроксимация

$$i = \begin{cases} S u & \text{при } u \geq 0, \\ g_{\text{обр}} u & \text{при } u < 0. \end{cases} \quad (5.5)$$



Рис. 5.1

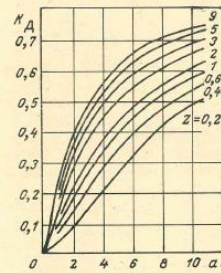


Рис. 5.2

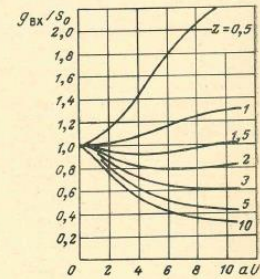


Рис. 5.3

Коэффициент передачи *видеоусилителя* и *пикового детектора* (рис. 5.7) при детектировании АМ видеосигналов

$$K_D = \frac{U_D}{mU} = \frac{|Y_{21}| R_n}{1 + Q(R_i + R_n)/R_D} \quad (5.15)$$

где U_D — амплитуда демодулированного напряжения; U — среднее значение амплитуды входных импульсов; m — коэффициент модуляции; R_n — сопротивление нагрузки видеоусилителя; $|Y_{21}|$ — крутизна транзистора видеоусилителя; R_i — сопротивление открытого диода; R_D — сопротивление нагрузки детектора для тока с частотой модуляции; $Q = T_n/\tau_n$ — скважность импульсов (T_n — период повторения импульсов; τ_n — длительность импульсов).

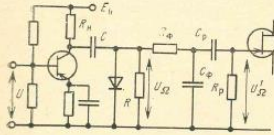


Рис. 5.7

5.2. Частотные и фазовые детекторы

Схема балансного *частотного детектора* (ЧД) с двумя связанными контурами изображена на рис. 5.8. Детекторная характеристика этого ЧД

$$U_D = |Y_{21}| R_n U K_D \Psi(\xi, \beta) \quad (5.16)$$

где K_D — коэффициент передачи АД на диодах Д1 и Д2; R_n — эквивалентное сопротивление одного контура; $\Psi(\xi, \beta)$ — функция, график которой приведен на рис. 5.9; ξ — обобщенная расстройка (1.5); $\beta = k_{св} Q_{к эк}$ — фактор связи ($k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2}$ — коэффициент связи). Наибольшая линейность детекторной характеристики имеет место при $\beta \approx 2$.

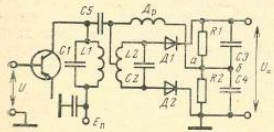


Рис. 5.8

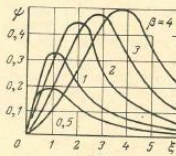


Рис. 5.9

Крутизна детекторной характеристики ЧД на переходной частоте

$$S_D = (K_D |Y_{21}| U / C_{к эк} \Pi^2) \Phi(\beta) \quad (5.17)$$

80

где $\Pi = \beta \Pi$ — расвор детекторной характеристики (интервал частот между ее экстремумами); Π — полоса пропускания отдельного контура ЧД; $\Phi(\beta)$ — функция, график которой приведен на рис. 5.10. Если поддерживать полосу пропускания контуров Π неизменной, то при $\beta = 0,85$ крутизна достигает максимального значения

$$S_{D \max} = 0,144 K_D |Y_{21}| U / (C_{к эк} \Pi^2) \quad (5.18)$$

Формулы (5.16) — (5.18) получены в предположении, что оба контура ЧД идентичны. При расчете и настройке ЧД следует учитывать, что эти контуры шунтируются амплитудными детекторами в разной степени: первичный контур шунтируется сопротивлением $R_{вх}/2$, а вторичный — сопротивлением $2R_{вх}$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление каждого амплитудного детектора. Поэтому следует принять меры по выравниванию их эквивалентных добротностей.

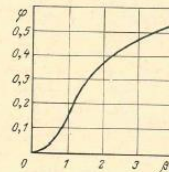


Рис. 5.10

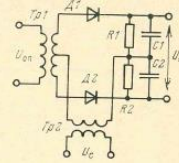


Рис. 5.11

Схема балансного *фазового детектора* (ФД) приведена на рис. 5.11. Детекторная характеристика этого ФД

$$U_D = K_D [(U_c^2 + 0,25 U_{сг}^2 + U_c U_{сг} \cos \varphi)^{1/2} - (U_c^2 + 0,25 U_{сг}^2 - U_c U_{сг} \cos \varphi)^{1/2}] \quad (5.19)$$

где K_D — коэффициент передачи АД; U_c — амплитуда сигнала; $U_{сг}$ — амплитуда опорного напряжения; φ — разность фаз между напряжениями сигнала и опорного генератора.

ЗАДАЧИ

5.1. Определите, какой тип аппроксимации ВАХ диода следует использовать при расчете АД, если требуемый коэффициент передачи 0,95, а амплитуда входного напряжения 3 В?

5.2. В последовательном АД используется диод, аппроксимация ВАХ которого кусочно-линейная ($S = 70$ мА/В, $R_{осп} = 250$ кОм). Сопротивление нагрузки 100 кОм. Определите коэффициент передачи и входное сопротивление детектора.

5.3. ВАХ диода последовательного АД аппроксимируется линейно-параболической функцией. Определите коэффициент переда-

81

чи и входное сопротивление детектора при следующих данных: $\beta=5,45 \cdot 10^{-3} \text{ A/B}^2$, $R_{обр}=80 \text{ кОм}$, $R=25 \text{ кОм}$, $U=2,5 \text{ В}$. Проверьте допустимость принятой аппроксимации ВАХ.

5.4. ВАХ диода последовательного АД аппроксимируется экспонентой. Определите коэффициент передачи и входное сопротивление детектора при следующих данных: $a=20 \text{ В}^{-1}$, $I_0=1 \text{ мкА}$, $U=-0,3 \text{ В}$, $R=100 \text{ кОм}$. Проверьте допустимость принятой аппроксимации ВАХ.

5.5. Даны параметры экспоненты, аппроксимирующей ВАХ диода: $a=15 \text{ В}^{-1}$, $I_0=2 \text{ мкА}$. Выберите сопротивление нагрузки последовательного АД, чтобы его входное сопротивление возможно меньше зависело от амплитуды входного напряжения. Определите значение входного сопротивления.

5.6. К контуру УПЧ подключен АД (рис. 5.12). ВАХ диода аппроксимируется экспонентой с параметрами $a=20 \text{ В}^{-1}$, $I_0=2,5 \text{ мкА}$; $R=10 \text{ кОм}$; напряжение на контуре при подключенном АД $U_k=-0,5 \text{ В}$; $m^2 g_{22} \ll g_k=0,1 \text{ мСм}$. Во сколько раз изменится напряжение на контуре УПЧ при отключении АД?

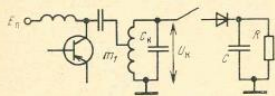


Рис. 5.12

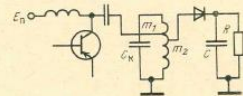


Рис. 5.13

5.7. В результате неисправности отключился конденсатор, шунтирующий резистор R нагрузки последовательного АД. ВАХ диода аппроксимирована кусочно-линейной функцией ($S=10 \text{ мА/В}$, $g_{обр}=0$, $R=20 \text{ кОм}$). Как изменится коэффициент передачи и входное сопротивление детектора?

5.8. При постепенном увеличении коэффициента амплитудной модуляции обнаружены нелинейные искажения демодулированного напряжения в АД на рис. 5.6.а. Определите причину этих искажений (детекторная характеристика линейная, $R=100 \text{ кОм}$, $C=250 \text{ пФ}$, $R_p=200 \text{ кОм}$, $C_0=1 \text{ нФ}$, $F=5 \text{ кГц}$).

5.9. Рассчитайте допустимый коэффициент амплитудной модуляции, при котором отсутствуют нелинейные искажения демодулированного напряжения в АД на рис. 5.6.б, обусловленные разделительной цепью ($R_1=R_2=R_p=100 \text{ кОм}$).

5.10. Определите частоту модуляции, при которой возникают нелинейные искажения на выходе последовательного диодного АД (детекторная характеристика линейная, $R=0,1 \text{ МОм}$, $C=100 \text{ пФ}$, $R_{обр}=0,2 \text{ МОм}$, $m=0,8$).

5.11. На выходном контуре каскада УПЧ (рис. 5.12) действует амплитудно-модулированное напряжение ($f_0=465 \text{ кГц}$, $F=2,4 \text{ кГц}$, $m=0,5$). Как и на сколько изменится коэффициент модуляции это-

го напряжения при подключении к контуру линейного АД ($R_k=200 \text{ кОм}$, $C_k=100 \text{ пФ}$, $R=500 \text{ кОм}$, $C=200 \text{ пФ}$)?

5.12. На вход последнего каскада УПЧ (рис. 5.13) подается испытательное воздействие в виде радиопульсов с прямоугольной огибающей. Определите длительность фронта и спада видеопульсов на выходе АД ($R_k=3 \text{ кОм}$, $C_k=8 \text{ пФ}$, $m_2=0,7$, $S=100 \text{ мСм}$, $R=10 \text{ кОм}$, $C=12 \text{ пФ}$, $m^2 g_{22} \ll g_k$).

5.13. На вход видеоусилителя (рис. 5.7) подается модулированная по амплитуде последовательность импульсов с параметрами: $F_n=12 \text{ кГц}$, $\tau_n=10 \text{ мкс}$, $U=0,1 \text{ В}$, $m=15\%$, частота модуляции $F=100 \text{ Гц}$. Транзистор ГТ309А ($|Y_{21}|=30 \text{ мСм}$, $C_{22}=8 \text{ пФ}$, $g_{22}=10 \text{ мкСм}$). Выберите емкость конденсатора C и определите амплитуду низкочастотного напряжения U_0 на выходе АД ($R_k=0,4 \text{ кОм}$, $R_i=100 \text{ Ом}$, $R=0,1 \text{ МОм}$, $R_0=0,3 \text{ МОм}$, $R_p=1 \text{ МОм}$, $C_0=0,018 \text{ мкФ}$).

5.14. По условиям задачи 5.13 определите на входе первого каскада УНЧ отношение U'_a/V , где V — максимальное пиковое значение импульсов, проникающих на выход фильтра $R_0 C_0$.

5.15. Составьте принципиальную электрическую схему АД на ИМС К2ЖА243 (параметры ИМС приведены в приложении 2).

5.16. Как изменится вид детекторной характеристики балансного ЧД со связанными контурами (рис. 5.8), если в катушке первого контура изменить направление витков?

5.17. Схему ЧД на рис. 5.8 изменили, подключив источник питания к эмиттеру транзистора, как показано на рис. 5.14. При этом, поскольку постоянное напряжение на коллекторе равно нулю, отпала необходимость в конденсаторе C_5 . При налаживании схемы вместо S-образной детекторной характеристики получили характеристику, подобную АЧХ резонансного контура. В чем причина неправильной работы такого ЧД?

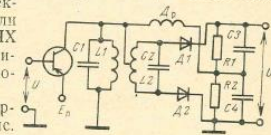


Рис. 5.14

5.18. Изменится ли детекторная характеристика ЧД на рис. 5.8, если: а) разорвать провод между точками a и b ; б) разорвать провод между точками a и b и замкнут дроссель Dp . При решении считать, что $R_1=R_2 \gg R_{к.ан.}$.

5.19. В ЧД на рис. 5.8 сопротивление резисторов R_1 и R_2 по 100 кОм . Диоды D_1 и D_2 имеют линейно-ломаную ВАХ с крутизной 5 и 10 мА/В соответственно. Симметрична ли детекторная характеристика ЧД?

5.20. Определите параметры M и $Q_{к.ан.}$ связанных контуров ЧД на рис. 5.8, обеспечивающие разностороннюю детекторную характеристику, равной 1 МГц , при: а) ее максимальной крутизне, б) ее наибольшей линейности ($L_1=L_2=5 \text{ мкГн}$, $C_1=C_2=50 \text{ пФ}$, максимальное возможное значение эквивалентной добротности контуров $Q_{к.ан.}=40$).

5.21. Как нужно изменить параметры связанных контуров M и $Q_{квк}$ ЧД (рис. 5.8), если необходимо, не изменяя переходной частоты f_0 , увеличить в 1,41 раза разность детекторной характеристики P_p и при этом не изменить ее крутизну. Исходное значение фактора связи $\beta=1$, $C_1=C_2$, $L_1=L_2$.

5.22. Рассчитайте крутизну и разность детекторной характеристики ЧД (рис. 5.8) при следующих параметрах элементов схемы и входного сигнала: $U=1$ мВ, $|Y_{21}|=50$ мСм, $L_1=L_2=5$ мкГн, $C_1=C_2=50$ пФ, $Q_{квк}=20$, $M=0,5$ мкГн, $R_1=R_2=50$ кОм. Для симметрирования ЧД вторичный контур зашунтирован резистором $16,7$ кОм; входное сопротивление АД принято равным $R_1/2$, а его $K_d \approx 1$.

5.23. Составьте принципиальную электрическую схему ЧД на ИМС 235ДС1 (данные на ИМС приведены в приложении 2).

5.24. Постройте графики зависимости нормированной детекторной характеристики ФД $F(\varphi)$ (рис. 5.11) при $U_{оп}=20U_c$ (а) и $U_{оп}=2U_c$ (б). При решении принять $K_d=1$.

5.25. Изобразите эпюры напряжения $U_{\Sigma}(t)$ на выходе ФД по схеме на рис. 5.11 при $f_c=f_{оп}$ (а) и $f_c \neq f_{оп}$ (б). В обоих случаях $U_{оп} \gg U_c$.

Глава 6

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

6.1. Классификация. Основные параметры и характеристики

Системы АРУ делятся на три типа: обратная (рис. 6.1,а), прямая (рис. 6.1,б) и комбинированная (рис. 6.1,в). Ниже рассматриваются только два первых типа. В большинстве современных приемников система АРУ выполняется с задержкой (АРУ с задержкой), при которой система начинает работать лишь по достижении входным сигналом установленного уровня.

В состав цепи обратной связи системы обратной АРУ и цепи АРУ системы прямой АРУ в общем случае входят (рис. 6.2) детектор АРУ, фильтр нижних частот (ФНЧ) и усилитель постоянного тока (УПТ). Задержка обеспечивается специальной цепью задержки.

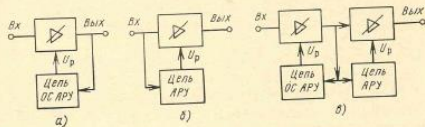


Рис. 6.1

Основные параметры системы АРУ.

Динамический диапазон входных сигналов

$$D_{вх} = 20 \lg (U_{вх \max} / U_{вх \min}), \quad (6.1)$$

где $U_{вх \max}$, $U_{вх \min}$ — максимальная и минимальная амплитуды входного сигнала. Минимальная амплитуда входного сигнала определяется, как правило, чувствительностью приемника или соответствует началу работы системы АРУ с задержкой.

Динамический диапазон выходных сигналов

$$D_{вых} = 20 \lg (U_{вых \max} / U_{вых \min}). \quad (6.2)$$

Требуемый диапазон регулировки усиления

$$D_{тв} = D_{вх} - D_{вых}. \quad (6.3)$$



Рис. 6.2

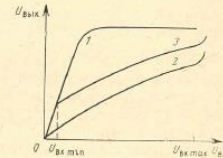


Рис. 6.3

Основные статические характеристики системы АРУ.

Амплитудная характеристика регулируемого усилителя — зависимость амплитуды выходного сигнала $U_{вых}$ от амплитуды входного сигнала $U_{вх}$ в установившемся режиме. Типичные амплитудные характеристики изображены на рис. 6.3: регулируемого усилителя без АРУ (кривая 1), при незадержанной АРУ (кривая 2), при АРУ с задержкой (кривая 3).

Регулировочная характеристика — зависимость коэффициента усиления регулируемого усилителя от управляющего напряжения U_p , т. е. $K=f(U_p)$.

При анализе работы и расчетах систем АРУ целесообразно, кроме вышеназванной регулировочной характеристики, использовать зависимость коэффициента усиления регулируемого усилителя от уровня сигнала на входе цепи ОС АРУ $K=f(U_{вх \text{ ос}})$, так как $U_{вх \text{ ос}}=U_{вых}$. Последняя характеристика определяет основные параметры и характеристики системы АРУ, так как учитывает амплитудную характеристику цепи ОС АРУ.

Динамику работы системы АРУ характеризует постоянная времени.

$$\tau_{АРУ} = \tau_{\Phi} / (1 + N), \quad (6.4)$$

где τ_{Φ} — постоянная времени однозвенного RC-фильтра; N — глубина обратной связи, зависящая от уровня входного сигнала и параметров системы АРУ.

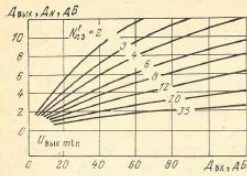


Рис. 6.12

6.4. Расчет динамических характеристик

К числу динамических характеристик системы АРУ относится ее инерционность, которая оценивается постоянной времени системы (6.4).

Динамика работы системы АРУ при подаче на ее вход в момент времени $t=0$ напряжения с амплитудой $U_{вх0}$ описывается приведенными ниже формулами (6.27) — (6.31). При этом предполагается, что регулировочная характеристика усилителя системы линейна $K(U_p) = K_m - \text{tg} \alpha U_p$, напряжение задержки U_3 подается после детектора, в цепи обратной связи имеется усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления $K_{УПТ}$ и однозвенный RC-фильтр с постоянной τ_ϕ .

При нулевых начальных условиях ($t=0$, $U_p(0)=0$)

$$U_p = K_{ос} \frac{K_m U_{вх0} - U_3 / K_d}{1 + N_0} \left(1 - \exp \left\{ -\frac{t}{\tau_{АРУ}} \right\} \right), \quad (6.27)$$

где $\tau_{АРУ} = \tau_\phi (1 + N_0)$, $N_0 = \text{tg} \alpha K_{ос} U_{вх0}$;

$$K(t) = \frac{K_m + \text{tg} \alpha K_{ос} U_3}{1 + N_0} \left(1 - \exp \left\{ -\frac{t}{\tau_{АРУ}} \right\} \right) + K_m \exp \left\{ -\frac{t}{\tau_{АРУ}} \right\}; \quad (6.28)$$

$$U_{вых}(t) = U_{вых0} \exp \left\{ -\frac{t}{\tau_{АРУ}} \right\} + \frac{(K_m + \text{tg} \alpha K_{УПТ} U_3) (1 - \exp \left\{ -t / \tau_{АРУ} \right\})}{1 + N_0} U_{вх0}. \quad (6.29)$$

Для АМ колебания $U_{вх}(t) = U_{вх0} (1 + m_{вх} \cos \Omega t)$ при выполнении условия $m_{вх} \ll 1$ система АРУ может рассматриваться как линейная система, амплитудно- и фазочастотная характеристики которой определяются следующими выражениями:

$$A = \frac{m_{вых}}{m_{вх}} = \sqrt{\frac{1 + (\Omega \tau_\phi)^2}{(1 + N_0)^2 + (\Omega \tau_\phi)^2}}; \quad (6.30)$$

$$\varphi = \arctg \frac{N_0 \Omega \tau_\phi}{1 + N_0 + (\Omega \tau_\phi)^2}. \quad (6.31)$$

бины обратной связи от уровня входных сигналов изображены на рис. 6.12.

Приведенные формулы и графики позволяют провести расчет статических характеристик системы АРУ по параметрам ее блоков либо определить параметры блоков (число регулируемых каскадов, коэффициент передачи цепи обратной связи и т. д.), исходя из параметров системы АРУ.

ЗАДАЧИ

6.1. Амплитуда сигнала на входе приемника изменяется от 10 мкВ до 1 мВ. При этом диапазон изменения амплитуды сигнала на выходе линейной части приемника должен быть от 0,3 до 0,6 В. Определите динамический диапазон входного и выходного сигналов, требуемый диапазон регулировки усиления, коэффициент усиления линейной части при минимальном и максимальном значениях сигнала.

6.2. Регулировочная характеристика регулируемого каскада изображена на рис. 6.13. При условиях задачи 6.1 определите необходимое число регулируемых каскадов, необходимый коэффициент передачи цепи обратной связи. Как изменятся полученные данные, если в качестве регулируемого каскада применить ИМС 235УР7 (сигнал подается на вход 1, см. рис. 6.9)?

6.3. Амплитуда сигнала изменяется на входе приемника от 5 до 700 мкВ, на выходе может изменяться в диапазоне от 0,35 до 0,5 В. Параметры цепи обратной связи $K_d = 0,5$, $K_\phi = 1$, $K_{УПТ} = 25$. В качестве регулируемых используются два каскада на транзисторах КП306А (рис. 6.7). Определите, какая применяется регулировка усиления — прямая или обратная.

6.4. Постройте примерный график амплитудных характеристик приемника для регулировочных характеристик на рис. 6.14, считая, что коэффициенты передачи детектора и фильтра в цепи обратной связи равны единице, а задержка отсутствует.

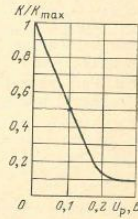


Рис. 6.13

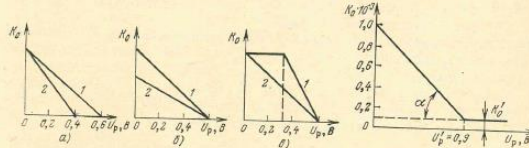


Рис. 6.14

Рис. 6.15

6.5. Постройте амплитудную характеристику приемника для регулировочной характеристики на рис. 6.15 при $U_3 = 0,3$ В, $K_d = 0,7$ и $K_\phi = 0,6$.

6.6. Постройте амплитудную характеристику приемника с АРУ при следующей аппроксимации результирующей характеристики регулируемых каскадов: $K = 10^3 / (1 + 10U_p)$. Считать, что коэффициенты передачи детектора и фильтра АРУ равны единице, а задержка отсутствует.

6.7. Уровень входного напряжения блока ВЧ приемника изменяется от 1 мкВ до 1 мВ. Определите крутизну линейной регулировочной характеристики блока ВЧ, чтобы система АРУ без задержки обеспечила изменение выходного напряжения не более 6 дБ. Коэффициенты передачи детектора и фильтра АРУ принять равными единице.

6.8. Регулировочная характеристика блока ВЧ приемника показана на рис. 6.16. Динамический диапазон входных сигналов 0,1...32 мВ. Минимальное выходное напряжение блока ВЧ 1 В, а его изменение допускается не более чем на 10 дБ. Определите напряжение задержки в системе АРУ ($K_D=1$, $K_\Phi=0,3$).

6.9. Регулировочная характеристика усилителя системы АРУ приведена на рис. 6.17. Напряжение задержки 0,3 В, $K_D=1$, уси-

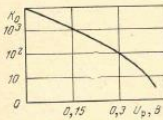


Рис. 6.16

литель в цепи обратной связи отсутствует. Постройте по точкам амплитудную характеристику усилителя в диапазоне выходных сигналов от 0 до 1 В.

6.10. По условиям задачи 6.9 рассчитайте амплитудную характеристику, пользуясь кусочно-линейной аппроксимацией. Рассчитайте и построьте график зависимости глубины обратной связи от амплитуды входного сигнала. Пользуясь этим графиком, определите минимальное значение постоянной времени τ_Φ однозвенного RC-фильтра в цепи обратной связи, при которой постоянная времени системы АРУ не становится менее 100 мс.

6.11. Рассчитайте параметры блоков системы АРУ, основные данные которой следующие: диапазон амплитуд входных сигналов 10 мкВ...10 мВ, выходных 0,5...1 В, постоянная времени системы АРУ не менее 100 мс, задержка на уровне минимального входного сигнала. Регулируемые каскады на транзисторах КП303Б (рис. 6.6), диапазон регулировки на один каскад 30 дБ. В результате расчета определите число регулируемых каскадов, параметры цепи обратной связи ($K_{упт}$, τ_Φ), напряжение задержки. Коэффициент передачи детектора считать равным 0,5.

6.12. Решите задачу 6.11 при условии, что регулировочная характеристика усилителя определяется формулой (6.22) при $a=$

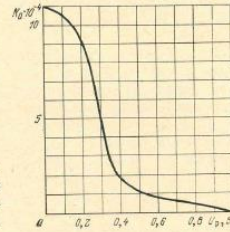


Рис. 6.17

$=25 \text{ В}^{-1}$ и диапазон регулировки на один каскад 30 дБ. Сравните полученные результаты с результатами задачи 6.11.

6.13. Аппроксимируйте экспонентой регулировочную характеристику каскада на транзисторе ГТ328А (рис. 6.4) в диапазоне изменения тока эмиттера от 4 до 10 мА.

6.14. Используя характеристики транзистора ГТ328А (рис. 6.4), рассчитайте систему АРУ со следующими параметрами: диапазон входных сигналов 80 дБ, диапазон выходных 3 дБ при $U_{\text{вых min}} = 0,5 \text{ В}$, постоянная времени не менее 0,2 с. При расчете определите число регулируемых каскадов, коэффициент передачи цепи обратной связи, постоянную времени фильтра. При решении аппроксимируйте проходную характеристику прямой линией и используйте результат решения задачи 6.13.

6.15. Выведите выражение для регулировочной характеристики регулируемого усилителя системы АРУ, постоянная времени которой не изменяется при изменении сигнала от $U_{\text{вх min}}$ до $U_{\text{вх max}}$.

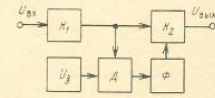


Рис. 6.18

6.16. Постройте амплитудную характеристику приемника с системой прямой АРУ (рис. 6.18) при следующих исходных данных: диапазон изменения амплитуды входного сигнала 0...3 мВ, напряжение задержки 0,35 В, $K_1=10^3$, $K_D=0,7$, $K_\Phi=0,8$, регулировочная характеристика описывается выражением $K_2=10/(1+5,1U_\Phi)$.

6.17. Изобразите примерный график установления выходного напряжения УПЧ, охваченного цепью АРУ. Форма огибающей входного напряжения и амплитудная характеристика приемника показаны на рис. 6.19.

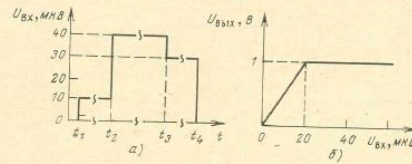


Рис. 6.19

6.18. В процессе испытания приемника с системой АРУ снят ряд характеристик верности при разных амплитудах сигнала на входе (рис. 6.20), причем $U_{\text{вх 1}} < U_{\text{вх 2}} < U_{\text{вх 3}}$. Объясните причину снятых характеристик от входного сигнала.

6.19. При включении в процессе наладки приемника системы АРУ его характеристика верности изменилась, как показано на

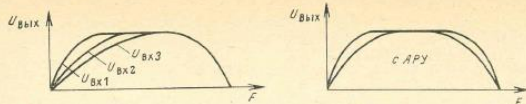


Рис. 6.20

Рис. 6.21

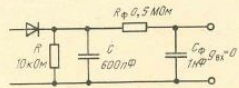


Рис. 6.22

рис. 6.21. Объясните причину изменения характеристики верности.
 6.20. Изменится ли кривая верности вещательного приемника, измеряемая в пределах 0,1...5 кГц, после включения системы АРУ? Амплитуда несущей входного напряжения 0,5 мВ, крутизна линейной регулировочной характеристики $1,7 \cdot 10^3 \text{ В}^{-1}$. Параметры линейного детектора и фильтра АРУ показаны на рис. 6.22.

Глава 7

СИСТЕМЫ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

7.1. Структурные схемы систем автоподстройки частоты

Ниже рассматриваются системы автоподстройки частоты гетеродина, осуществляющие стабилизацию промежуточной частоты приемника. Эти системы подразделяются на два вида: частотной (ЧАП) и фазовой (ФАП) автоподстройки.

Структурная схема системы частотной автоподстройки частоты гетеродина приведена на рис. 7.1,а, где См — смеситель, УПЧ — усилитель промежуточной частоты, ЧД — частотный детектор (дискриминатор), ФНЧ — фильтр нижних частот, УПТ — усилитель постоянного тока, УЧ — управитель частоты, Г — гетеродин.

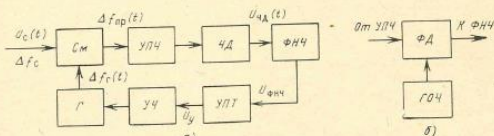


Рис. 7.1

Структурная схема системы фазовой автоподстройки отличается от предыдущей лишь тем, что вместо ЧД включается фазовый детектор (ФД) (рис. 7.1,б), на который также поступает напряжение от стабилизированного генератора опорной частоты (ГОЧ).

В дальнейшем предполагается, что частота гетеродина ниже частоты сигнала, характеристики управителя частоты и дискриминатора при малых расстройках линейны, фильтр нижних частот представляет собой однозвенный RC-фильтр. Все блоки системы, кроме RC-фильтра, считаются безынерционными. В отдельных задачах учитывается запаздывание сигнала в УПЧ.

7.2. Система частотной автоподстройки

Статические характеристики.

Характеристика дискриминатора — зависимость выходного напряжения дискриминатора от расстройки частоты. При использовании в качестве дискриминатора ЧД статической характеристикой является его детекторная характеристика с крутизной линейной части S_d (см. гл. 5).

Характеристика управителя частоты — зависимость изменения частоты подстраиваемого генератора от напряжения U_y , подаваемого на управитель частоты. При малых отклонениях частоты эта характеристика считается линейной и характеризуется крутизной управителя $S_{уч} = \Delta f_{гг} / U_y$.

Характеристика регулирования системы ЧАП — зависимость остаточной расстройки $\Delta f_{ост}$ от начальной $\Delta f_{нач}$ (рис. 7.2). Характеристика регулирования строится следующим образом: сначала детекторная характеристика дискриминатора (ЧД) и характеристика управителя частоты, причем последняя в координатах $\Delta f = \varphi(U_{чд})$ (т. е. с учетом коэффициента передачи ФНЧ и усилителя постоянного тока), далее одноименные оси этих графиков совмещаются, как показано на рис. 7.3. Для определения остаточной расстройки при заданной начальной характеристика управителя частоты смещается параллельно самой себе на величину на-

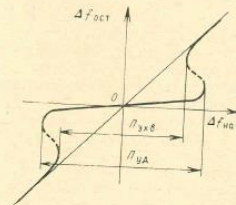


Рис. 7.2

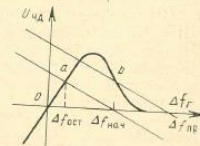


Рис. 7.3

чальной расстройки гетеродина или сигнала. Абсцисса точки a пересечения характеристик дискриминатора и управителя частоты равна остаточной расстройке. Точки пересечения характеристик управителя частоты и дискриминатора в окрестностях точки b являются точками неустойчивой работы, так как крутизна характеристик дискриминатора и управителя имеет одинаковый знак.

Отношение начальной расстройки промежуточной частоты к остаточной называют *коэффициентом автоподстройки* системы ЧАП $K_{\text{ЧАП}}$. В области малых расстроек, когда характеристики дискриминатора и управителя частоты можно считать линейными: $K_{\text{ЧАП}} = 1 + |S_d S_{\text{УЧ}}| K_{\text{УПЧ}} K_{\text{ФНЧ}}$. (7.1)

Под *полосой удержания* $P_{\text{уд}}$ понимают диапазон начальных расстроек частоты сигнала или гетеродина, при которых система еще работает в режиме автоподстройки (рис. 7.2). Полоса удержания определяется характеристикой дискриминатора и крутизной характеристики управителя частоты, которая полагается линейной.

Под *полосой захвата* (схватывания) $P_{\text{зах}}$ понимают диапазон начальных расстроек частоты сигнала или гетеродина, при которых система входит в режим автоподстройки (рис. 7.2).

Динамические характеристики.

Переходный процесс в линеаризованной статической системе ЧАП при скачкообразном изменении частоты сигнала на входе описывается уравнением

$$\Delta f_{\text{пр}}(t) = \Delta f_{\text{нач}} \left[\exp\left\{-\frac{t}{\tau_{\text{ЧАП}}}\right\} + K_{\text{ЧАП}}^{-1} \left(1 - \exp\left\{-\frac{t}{\tau_{\text{ЧАП}}}\right\}\right)\right], \quad (7.2)$$

где $\tau_{\text{ЧАП}} = \tau_{\text{Ф}}/K_{\text{ЧАП}}$ — постоянная времени системы ЧАП.

Условие устойчивой работы системы ЧАП с однозвенным RC -фильтром нижних частот и с учетом времени запаздывания τ_a сигнала в УПЧ

$$\tau_{\text{Ф}} = RC > (2/\pi) \tau_a |S_d S_{\text{УЧ}}| K_{\text{УПЧ}}. \quad (7.3)$$

Для узкополосных УПЧ время запаздывания

$$\tau_a = n/\pi \text{ПФ}(n), \quad (7.4)$$

где П — полоса пропускания УПЧ; значения функции $\text{П}(n)$ приведены в табл. 4.1; n — число каскадов (или число пар каскадов для УПЧ с парно расстроенными контурами).

При малом отклонении частоты сигнала (гетеродина) система ЧАП может рассматриваться как линейная.

Коэффициент передачи линеаризованной системы ЧАП с фильтром, имеющим коэффициент передачи $K_{\text{Ф}}(p)$, описывается следующим выражением:

$$K(p) = \frac{U_{\text{чд}}(p)}{\Delta f_{\text{с}}(p)} = \frac{S_d}{1 + |S_d S_{\text{УЧ}}| K_{\text{УПЧ}} K_{\text{Ф}}(p)}, \quad (7.5)$$

где $p = d/dt$.

Частотная характеристика линеаризованной системы ЧАП с однозвенным RC -фильтром:

$$K(j\Omega) = \frac{U_{\text{чд}}}{\Delta f_{\text{с}}} = \frac{S_d(1 + j\Omega\tau_{\text{Ф}})}{K_{\text{ЧАП}} + j\Omega\tau_{\text{Ф}}}. \quad (7.6)$$

7.3. Система фазовой автоподстройки

Статические характеристики.

Характеристикой фазового детектора называют зависимость выходного напряжения фазового детектора от разности фаз между подводимыми к нему напряжениями; в линейной части она определяется крутизной $S_{\text{ФД}}$. Поскольку система ФАП является астатической следящей системой по частоте, остаточная расстройка промежуточной частоты равна нулю.

Полоса удержания системы ФАП

$$P_{\text{уд}} \approx 2|K_{\text{ос}}|, \quad (7.7)$$

где $K_{\text{ос}} = S_{\text{ФД}} S_{\text{УЧ}} K_{\text{ФНЧ}} K_{\text{УПЧ}}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Полоса захвата зависит от постоянной времени ФНЧ и коэффициента передачи цепи обратной связи $K_{\text{ос}}$. Если постоянная времени ФНЧ достаточно мала ($1/RC \gg K_{\text{ос}}$), то $P_{\text{уд}} = P_{\text{зах}}$ при большой постоянной времени ФНЧ ($1/RC \ll K_{\text{ос}}$)

$$P_{\text{зах}} \approx 1,3 \sqrt{P_{\text{уд}}/\tau_{\text{Ф}}}. \quad (7.8)$$

Динамические характеристики.

Переходный процесс в линеаризованной системе ФАПЧ при скачкообразном изменении частоты сигнала на входе описывается уравнением

$$\Delta f_{\text{пр}}(t) = \frac{\tau_{\text{Ф}} \Delta f_{\text{нач}}}{\tau_{\text{Ф}}(b-a)} [(b\tau_{\text{Ф}} + 1)e^{bt} - (a\tau_{\text{Ф}} + 1)e^{at}], \quad (7.9)$$

где $a = (-1 + \sqrt{1 - 4|K_{\text{ос}}|\tau_{\text{Ф}}})/2\tau_{\text{Ф}}$; $b = (-1 - \sqrt{1 - 4|K_{\text{ос}}|\tau_{\text{Ф}}})/2\tau_{\text{Ф}}$. Если коэффициенты a и b являются комплексными, то их можно представить в виде $a = \alpha + j\beta$, $b = \alpha - j\beta$, где $\alpha = 1/2\tau_{\text{Ф}}$; $\beta = \sqrt{4|K_{\text{ос}}|\tau_{\text{Ф}} - 1}/2\tau_{\text{Ф}}$. При этом

$$\Delta f_{\text{пр}}(t) = \Delta f_{\text{нач}} e^{\alpha t} \left(\frac{1}{2\tau_{\text{Ф}}\beta} \sin \beta t + \cos \beta t \right), \quad (7.10)$$

т. е. переходный процесс колебательный.

ЗАДАЧИ

7.1. Схема контура гетеродина приведена на рис. 7.4. Перестройка контура осуществляется варикапной матрицей КВС111А, у которой зависимость емкости варикапа (пФ) от управляющего напряжения $U_{\text{в}}$ (В): $C = 33[4,85/(U_{\text{в}} + 0,85)]^{0,43}$ [4]. Постройте характеристику управителя частоты при изменении $U_{\text{в}}$ от 4 до 4*

28 В и зависимость крутизны характеристики от управляющего напряжения.

7.2. Начальная расстройка частоты сигнала $\Delta f_{нач} = 100$ кГц, крутизна характеристики дискриминатора системы ЧАП $S_{ЧАП} = 0,1$ В/кГц, коэффициент передачи ФНЧ и УПТ 5. При каком значении крутизны линейной характеристики управителя частоты остаточная расстройка не превысит 2 кГц?

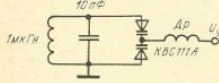


Рис. 7.4

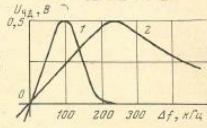


Рис. 7.5

7.3. Раствор характеристики дискриминатора системы ЧАП 50 кГц, крутизна его характеристики при номинальном напряжении на входе приемника $S_d = 0,1$ В/кГц, $K_{УПТ} = 10$. Определите графически крутизну линейной характеристики управителя частоты, при которой обеспечивается полоса удержания не менее 500 кГц.

7.4. В системе ЧАП крутизна характеристики управителя частоты $S_{уч} = 400$ кГц/В, усилитель постоянного тока отсутствует, характеристики дискриминатора приведены на рис. 7.5. Определите графически полосы удержания и захвата для характеристик дискриминатора, приведенных на рис. 7.5 (характеристики симметричны).

7.5. Характеристика дискриминатора системы ЧАП имеет вид кривой 1 на рис. 7.5. Коэффициент усиления усилителя постоянного тока $K_{УПТ} = 2$. Контур гетеродина выполнен по схеме на рис. 7.4. Какое постоянное напряжение смещения нужно подать на варикапы, чтобы обеспечить полосу удержания 1 МГц? Чему равен коэффициент автоподстройки? При решении используйте результаты решения задач 7.1 и 7.4.

7.6. Начальная расстройка частоты сигнала 10 кГц, коэффициент автоподстройки системы ЧАП 31. Чему будет равна остаточная расстройка, если амплитуда сигнала уменьшится в два раза при условии, что в приемнике отсутствует система АРУ, а характеристика ЧД линейна в пределах начальной расстройки?

7.7. Характеристика регулирования системы ЧАП изображена на рис. 7.2. Постройте характеристику регулирования системы ЧАП для случая, когда она работает по сигналу станции с частотой зеркального канала.

7.8. Характеристика дискриминатора системы ЧАП приведена на рис. 7.6. УПТ в цепи обратной связи нет. При напряжении сигнала, соответствующем началу работы системы АРУ, полоса удержания 100 кГц, а полоса захвата 60 кГц. Определите: а) раствор

характеристики дискриминатора; б) крутизну характеристики управителя частоты; в) полосы удержания и захвата при уменьшении напряжения на входе приемника в два раза; г) коэффициент автоподстройки для двух значений напряжения сигнала.

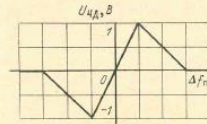


Рис. 7.6



Рис. 7.7

7.9. При начальной расстройке 30 кГц (причем $\Delta f_{нач}$ много меньше полосы захвата) остаточная расстройка 1 кГц, а установившееся напряжение на выходе дискриминатора 0,1 В. Определите крутизну характеристики дискриминатора и управителя частоты. УПТ в цепи обратной связи отсутствует.

7.10. В результате поломки изменилась характеристика дискриминатора системы ЧАП (рис. 7.7, штриховая линия — до поломки, непрерывная — после поломки). Начертите характеристики регулирования системы ЧАП до и после поломки.

7.11. Дискриминатор системы ЧАП выполнен по схеме ЧД на расстроенных контурах (рис. 7.8.а), характеристика регулирования приведена на рис. 7.8.б. Начертите характеристику дискриминатора и объясните причину ее деформации.

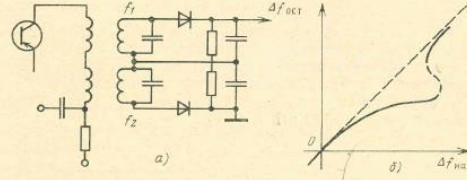


Рис. 7.8

7.12. Определите коэффициент автоподстройки системы ЧАП, полосы захвата и удержания по приведенным на рис. 7.9 действительной (кривая 1) и кажущейся (кривая 2) амплитудно-частотным характеристикам блока ВЧ приемника. Начертите характеристику регулирования системы ЧАП.

7.13. АЧХ УПЧ приемника с системой ЧАП идеальная прямоугольная с полосой П, характеристика дискриминатора в пределах

этой полосы линейна (т. е. раствор характеристики дискриминатора больше Π). Какой вид кажущейся АЧХ блока ВЧ приемника из приведенных на рис. 7.10 возможен?

7.14. Рассчитайте и изобразите закон изменения мгновенной частоты гетеродина и промежуточной частоты в приемнике, снабженном системой ЧАП, если частота входного сигнала изменяется, как показано на рис. 7.11. Коэффициент автоподстройки $K_{\text{ЧАП}} = 10$, а постоянная времени фильтра $\tau_{\Phi} = 33$ мс. Расчет провести для t_1 , равного 3,3 и 10 мс.

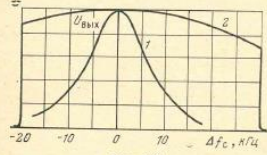


Рис. 7.9

7.15. Рассчитайте и изобразите закон изменения промежуточной частоты, мгновенной частоты гетеродина и напряжения на выходе RC-фильтра, если огибающая сигнала и его мгновенная частота изменяются, как показано на рис. 7.12. Коэффициент автоподстройки $K_{\text{ЧАП}} = 10$, постоянная времени фильтра $\tau_{\Phi} = 30$ мс, крутизна характеристики дискриминатора $S_{\text{Д}} = 1$ В/кГц.

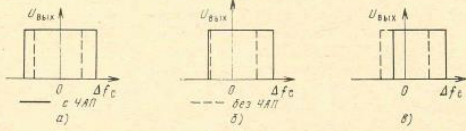


Рис. 7.10

7.16. Найдите, чему равны значения расстройки промежуточной частоты в системе астатической ЧАП спустя 0,1 и 0,2 с после скачкообразного изменения частоты сигнала на 10 кГц, при условии, что коэффициент передачи фильтра (интегратора) равен $K_{\Phi}(p) = 0,1/p$, а крутизна характеристик управителя и дискриминатора равна соответственно 50 кГц/В и 1 В/кГц.

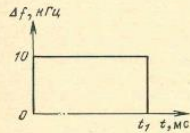


Рис. 7.11

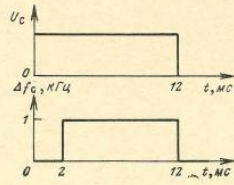


Рис. 7.12

7.17. Узкополосный УПЧ приемника, снабженного системой ЧАП, выполнен на каскадах с одиночными настроенными в резонанс контурами, и имеет полосу пропускания 1 кГц (с учетом контура на выходе ПЧ). Определите допустимое число каскадов УПЧ, при котором система ЧАП работает устойчиво, если постоянная времени RC-фильтра $\tau_{\Phi} = 30$ мс, а коэффициент автоподстройки $K_{\text{ЧАП}} = 100$.

7.18. На вход приемника, снабженного системой ЧАП, поступает ЧМ сигнал, параметры которого девиация частоты 50 кГц, частота модуляции 100 Гц. Определите амплитуду напряжения на выходе ЧД сигнала при условии, что ЧД сигнала и ЧД системы ЧАП идентичны и имеют крутизну $S_{\text{Д}} = 0,02$ В/кГц, крутизна управителя частоты $S_{\text{УЧ}} = 100$ кГц/В, постоянная времени RC-фильтра $\tau_{\Phi} = 50$ мс, коэффициент усиления УПТ 10.

7.19. По условиям задачи 7.18 постройте характеристику верности приемника при изменении частоты модуляции от 50 Гц до 15 кГц.

7.20. При включении системы ЧАП приемника ЧМ сигналов уровень сигнала на выходе приемника снизился на 10%. Постоянная времени фильтра системы ЧАП $\tau_{\Phi} = 100$ мс, коэффициент автоподстройки $K_{\text{ЧАП}} = 20$. Определите частоту модуляции сигнала.

7.21. Параметры блоков системы ФАП следующие: $R_{\Phi} = 100$ кОм, $C_{\Phi} = 0,05$ мкФ, $S_{\Phi\text{Д}} = 0,1$ В/рад, $S_{\text{УЧ}} = 1$ кГц/В, $K_{\text{ФНЧ}} = 1$, УПТ отсутствует. Определите полосу удержания и полосу захвата. Как изменится полоса захвата, если τ_{Φ} увеличить в 20 раз?

7.22. По условиям предыдущей задачи определите, в какие моменты времени после скачка частоты сигнала на входе смесителя промежуточная частота равна номинальной. Начертите график ее изменения. Начальная расстройка меньше полосы удержания.

7.23. При напряжении сигнала на входе смесителя приемника с системой ФАП 100 мкВ, коэффициент передачи цепи обратной связи $K_{\text{ос}} = 2$. Параметры элементов ФНЧ $R_{\Phi} = 100$ кОм, $C_{\Phi} = 1$ мкФ. Определите уровень сигнала, при превышении которого переходный процесс от скачка частоты на входе будет колебательным. АРУ в приемнике нет.

7.24. В системе ФАП произведение $4|K_{\text{ос}}|\tau_{\Phi} = 0,9$. Начертите графики изменения промежуточной частоты при скачке частоты сигнала на входе, если $4|K_{\text{ос}}|\tau_{\Phi}$ увеличить на порядок, увеличив: а) коэффициент передачи цепи обратной связи и б) постоянную времени фильтра.

7.25. Параметры блоков системы ФАП приведены в задаче 7.21. Будет ли работать система ФАП при скачке частоты сигнала на входе 1 кГц?

случае второй член в (8.19) может быть соизмерим с первым.

Располагая данными о коэффициенте шума приемника, можно определить его чувствительность. Чувствительность радиоприемника характеризуется наименьшей входной мощностью сигнала $P_{с\text{вх}}$, при которой ошибки в воспроизведении содержащегося в сигнале сообщения не превышают заданного уровня. В каждом конкретном случае, определяемом типом сообщения, видом сигнала, а также методом его обработки и способом определения ошибок воспроизводимого сообщения, уровень этих ошибок однозначно связан с отношением $D = P_{с}/P_{ш}$, измеряемом на выходе блока ВЧ. Поэтому при определении чувствительности для удобства используется не уровень ошибок воспроизводимого сообщения, а величина D , называемая коэффициентом различимости.

Поскольку блок ВЧ является линейным, то величина D может быть отнесена к его входу:

$$D = P_{с\text{вх}}/P_{ш\text{вх}} = P_{с\text{вх}}/(P_{ш\text{А}} + P'_{ш}), \quad (8.23)$$

где слагаемые знаменателя определяются формулами (8.7) и (8.15). Решение (8.23) относительно $P_{с\text{вх}}$ приводит к следующей формуле для чувствительности приемника ($q=1$):

$$P_{с\text{вх}} = k T_0 \Pi_{ш} D (T_{\text{А}}/T_0 + K_{ш} - 1) \quad (8.24)$$

или

$$P_{с\text{вх}} = k \Pi_{ш} D (T_{\text{А}} + T_{ш}), \quad (8.25)$$

ЗАДАЧИ

8.1. Шум приемника в основном обусловлен УРЧ и антенной. Избирательность приемника по зеркальному каналу $\sigma_{\text{зк}}=4$. Требуется уменьшить мощность выходного шума на 50%. Можно ли это осуществить, повысив избирательность по зеркальному каналу?

8.2. На вход приемника подключен эквивалент согласованной антенны. При этом мощность шума на выходе блока ВЧ оказалась равной $16 \cdot 10^{-9}$ Вт. Определите приведенный ко входу собственный шум приемника, если шумовая полоса блока ВЧ $\Pi_{ш}=1,8$ МГц, а его коэффициент передачи $K_p=60$ дБ.

8.3. Определите коэффициенты передачи проходной и номинальной мощностей каскада приемника (рис. 8.1) по следующим данным: $K_0=15$, $R_{\text{вх}}=300$ Ом, $R_{\text{вых}}=3$ кОм, $R_1=100$ Ом, $R_2=2$ кОм.

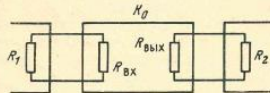


Рис. 8.1

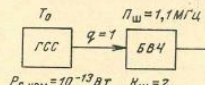


Рис. 8.2

8.4. Приемник согласован с генератором сигнала, выходное сопротивление которого $R_r=75$ Ом. Коэффициент шума приемника $K_{ш}=16$. Определите, в каких пределах может изменяться сопротивление R_1 , если допустимое увеличение коэффициента шума 12,5%?

8.5. Приемник с входной проводимостью $2,5$ мСм подключен к генератору сигнала с выходным сопротивлением 100 Ом. При этих условиях коэффициент шума приемника $K_{ш}=32$. Определите спектральную плотность приведенного ко входу собственного шума приемника.

8.6. Чему равно отношение мощностей сигнала и шума на выходе устройства, схема которого изображена на рис. 8.2?

8.7. Антенна соединена с приемником с помощью аттенуатора, схема которого приведена на рис. 8.3. Определите коэффициент шума аттенуатора при температуре T_0 ?

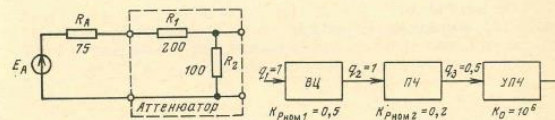


Рис. 8.3

Рис. 8.4

8.8. В состав радиоприемного устройства входят антенна, фидер и приемник. Для повышения чувствительности фидер охладили, при этом его коэффициент потерь стал равен 2 дБ, а шумовая температура 100 К. До какой температуры охлажден фидер?

8.9. Среднеквадратическое напряжение собственного шума на выходе блока ВЧ приемника (рис. 8.4) 1 В. Входное сопротивление УПЧ 300 Ом, шумовая полоса блока ВЧ 1 МГц, остальные данные приведены на рисунке. Чему равен коэффициент шума приемника?

8.10. Определите шумовую температуру приемника, структурная схема которого приведена на рис. 8.5.

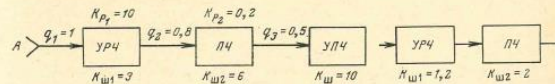


Рис. 8.5

Рис. 8.6

8.11. Шумовая температура приемника 150 К. Можно ли улучшить чувствительность приемника, введя в его состав УРЧ, имеющий шумовую температуру 100 К и коэффициент усиления номинальной мощности $K_{р\text{ном}}=3$?

8.12. Каким должен быть коэффициент передачи номинальной мощности первого каскада (рис. 8.6), чтобы результирующая шумовая температура обоих каскадов была равна 110 К?

8.13. Приемник с шумовой температурой 400 К и полосой пропускания блока ВЧ 15 МГц подсоединен к согласованной антенне, имеющей $T_A = 570$ К. Определите чувствительность приемника, при которой обеспечивается коэффициент различимости, равный 2.

8.14. Радиоприемник, чувствительность которого $2,4 \cdot 10^{-13}$ Вт, полоса пропускания блока ВЧ 8 МГц, работает от антенны с шумовой температурой 1110 К. Каким должен быть коэффициент шума приемника, если нормальное воспроизведение принимаемого сообщения обеспечивается при коэффициенте различимости $D = 3,5$?

8.15. Радиоприемник с шумовой полосой блока ВЧ 3 МГц предназначен для приема сигнала с шириной спектра 1,5 МГц. Изменятся ли коэффициент шума и чувствительность приемника, если полосу пропускания блока ВЧ уменьшить в два раза?

8.16. Рассчитайте коэффициент различимости для радиоприемника, структурная схема и основные данные которого приведены на рис. 8.7, при условии, что шумовая полоса блока ВЧ $P_{ш} = 1$ МГц, а мощность сигнала на входе $P_{с вх} = 10^{-13}$ Вт.

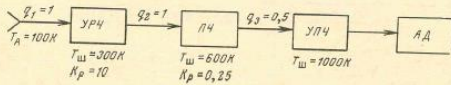


Рис. 8.7

8.17. Во сколько раз изменится чувствительность приемника (рис. 8.8), если шумовая температура антенны повысится вдвое?

8.18. Определите шумовую температуру приемника, чувствительность которого $P_c = 10^{-13}$ Вт, для следующих значений параметров входящих в РПУ блоков: шумовая температура антенны $T_A = 100$ К, температура фидера $T = 300$ К, коэффициент потерь фидера $L = 1,25$, шумовая полоса $P_{ш} = 10$ Гц и коэффициент различимости $D = 2,5$.

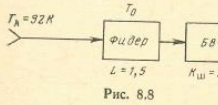


Рис. 8.8

8.19. Определите шумовую температуру антенны, согласованной со входом приемника. Мощность шума на выходе блока ВЧ 55,2 мВт. Параметры блока ВЧ: $P_{ш} = 1$ МГц, $K_{ш} = 11$, $K_{р ном} = 120$ дБ.

8.20. Радиоприемник с коэффициентом шума, равным 7, работает от антенны с шумовой температурой 1950 К. Требуется повысить чувствительность приемника не менее чем в два раза. Можно ли это сделать, снизив коэффициент шума?

9.1. Прохождение шума через блок ВЧ приемника

Рассмотрение действия шума в блоке ВЧ сводится к задаче прохождения белого шума через линейный избирательный четырехполюсник. Выходное напряжение блока ВЧ, на входе которого действует белый шум, представляет собой колебательный процесс, амплитуда U и фаза φ которого медленно и случайным образом изменяются во времени:

$$u(t) = U(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(t)]. \tag{9.1}$$

Частота ω_0 этих колебаний равна центральной частоте настройки блока ВЧ. Такой процесс называется квазигармоническим (рис. 9.1). Случайную функцию времени $U(t)$ называют огибающей квазигармонического напряжения.

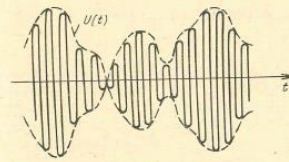


Рис. 9.1

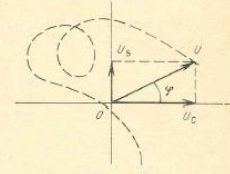


Рис. 9.2

Процесс (9.1) можно представить также суммой двух квадратурных составляющих:

$$u(t) = U_c(t) \cos \omega_0 t + U_s(t) \sin \omega_0 t, \tag{9.2}$$

$U_c(t) = U(t) \cos \varphi(t)$; $U_s(t) = U(t) \sin \varphi(t)$. Случайные функции $U_c(t)$ и $U_s(t)$ являются независимыми, подчиняются нормальному закону распределения, центрированы около нуля и имеют одинаковую дисперсию $\sigma^2 = U_{ш}^2$, где $U_{ш}$ — среднеквадратическое значение квазигармонического напряжения (9.1). На рис. 9.2 изображена векторная диаграмма, соответствующая (9.2), и показана возможная траектория конца вектора \mathbf{U} . Поскольку ориентация вектора \mathbf{U} равновероятна для любого положения в плоскости диаграммы, то случайная фаза имеет равномерную плотность вероятности в пределах $\varphi = -\pi \dots +\pi$.

Плотность вероятности мгновенных значений квазигармонического напряжения $u(t)$ подчиняется нормальному закону:

$$w(u) = (1/U_{ш} \sqrt{2\pi}) \exp \{-u^2/2U_{ш}^2\}. \tag{9.3}$$