

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»  
Кафедра систем телекоммуникаций

**С.А. Корневский**

***МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ***

**Методическое пособие**

для студентов специальностей  
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»,  
«Многоканальные системы телекоммуникаций»  
всех форм обучения

Минск 2006

УДК 621.395(075.8)  
ББК 32.844 я 73  
К 66

**Р е ц е н з е н т:**  
заведующий кафедрой электроники,  
канд. техн. наук, доц. С.В. Дробот

**Корневский С.А.**

К 66

Методы и устройства формирования и обработки телекоммуникационных сигналов: Метод. пособие для студ. спец. «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения», «Многоканальные системы телекоммуникаций» всех форм обуч./ С.А. Корневский. – Мн.: БГУИР, 2006. – 51 с.: ил.

ISBN 985-444-889-4

Рассмотрены параметры, характеристики и схемы построения аналоговых устройств телекоммуникаций.

УДК 621.395(075.8)  
ББК 32.844 я 73

ISBN 985-444-889-4

© Корневский С.А., 2006  
© БГУИР, 2006

# 1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ И УСТРОЙСТВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Современные телекоммуникационные системы обеспечивают формирование, передачу и прием различных сигналов. Эти сигналы являются случайными функциями времени. Полное описание случайного процесса является сложной и трудоемкой задачей. Каждое устройство канала связи обладает характеристиками, отличающимися от идеальных. Поэтому для выяснения соотношений между характеристиками сигнала и свойствами устройств, входящих в канал связи, используются более простые характеристики сигналов и устройств.

## Динамический диапазон

Динамическим диапазоном сигнала называется отношение наибольшей мгновенной мощности сигнала  $P_{\max}$  к той наименьшей  $P_{\min}$ , которую необходимо отличить от нуля при заданном качестве передачи. Обычно значение  $P_{\max}$  соответствует значению выходной мощности устройства, при которой значение коэффициента передачи уменьшается на 1 дБ. На рис. 1.1 сплошной линией показана типовая амплитудная характеристика реального усилителя (кривая  $P_B(P)$ ), точками – амплитудная характеристика идеального усилителя, штриховой линией – максимальное значение амплитуды выходного сигнала, при которой значение коэффициента усиления  $K(P)$  уменьшается на 1 дБ (в 1,2 раза, что соответствует выполнению условия  $P_I(P)/P_{\max}(P) = 1,2$ ), штрихпунктирной линией показана мощность собственных шумов усилителя.

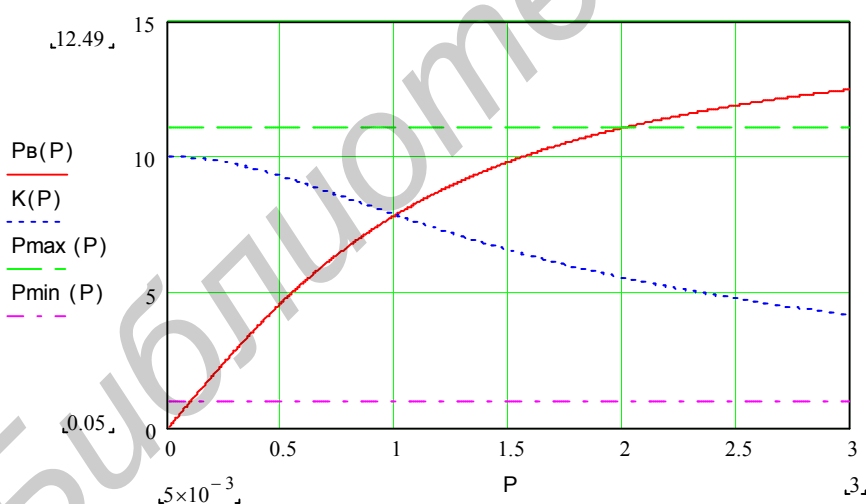


Рис. 1.1. Определение динамического диапазона усилителя

Динамический диапазон определяется в децибелах:

$$D = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}}. \quad (1.1)$$

Динамический диапазон телефонного (речевого) сигнала не превышает 40 дБ, факсимильного сигнала – 25 дБ, телевизионного сигнала – 40 дБ, симфонической музыки – 75 дБ.

## Ширина спектра частот сигнала

Для улучшения экономических показателей систем передачи спектр сигнала необходимо ограничивать. Это ограничение должно осуществляться без заметного ухудшения качества. Спектр телефонного сигнала ограничен полосой 300 – 3400 Гц, звукового вещания 300 – 15000 Гц, телевизионного вещания – 6 МГц.

### Уровни передачи

Различают уровни передачи по мощности, напряжению и току. Измеряют их в децибелах:

$$p_M = 10 \lg(P_X / P_0), \quad p_H = 20 \lg(U_X / U_0), \quad p_I = 20 \lg(I_X / I_0),$$

где  $P_X$ ,  $U_X$ ,  $I_X$  – уровни мощности, напряжения или тока в рассматриваемой точке;  $P_0$ ,  $U_0$ ,  $I_0$  – величины, принятые за исходные при определении уровней передачи.

В общем случае уровень передачи по мощности не равен уровню передачи по току или напряжению:

$$p_M = 10 \lg(P_X / P_0) = 10 \lg \left[ (U_X^2 / |Z_X|) / (U_0^2 / Z_0) \right] = 20 \lg(U_X / U_0) - 10 \lg |Z_X / Z_0| = \\ = p_H - 10 \lg |Z_X / Z_0|.$$

Если  $P_0 = 1$  мВт, то уровни называют абсолютными и обозначают дБм. Значения перевода некоторых уровней сигналов в децибелах приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

$P_X/P_0$	2	4	5	10	20	40	100	200	1000
$10 \log(P_X/P_0)$	3	6	7	10	13	16	20	23	30

## 2. ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

### 2.1. Линейные искажения

Линейные искажения обусловлены неравномерностью амплитудно-частотной характеристики тракта и отличием фазочастотной характеристики тракта от линейной.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики тракта определяются комплексным коэффициентом передачи  $K(f) = |K(f)| \exp(iv(f))$ , где  $v(f)$  – зависимость фазы от частоты. Линейные искажения отсутствуют при  $|K(f)| = \text{const}$  и  $dv(v)/df = t_s = \text{const}$ , где  $t_s$  – время задержки сигнала.

Рассмотрим влияние линейных искажений при прохождении импульсного сигнала  $u(t)$  (рис. 2.1) через тракт, АЧХ и ФЧХ которого приведены на рис. 2.2. Для определения сигнала на выходе тракта необходимо умножить значение каждой амплитуды спектральной составляющей входного сигнала на значение комплексного коэффициента передачи тракта для данной спектральной составляющей. При этом соотношение амплитуд и разность фаз составляющих спектра выходного сигнала изменится, что приведет к изменению формы входного сигнала (рис. 2.4).

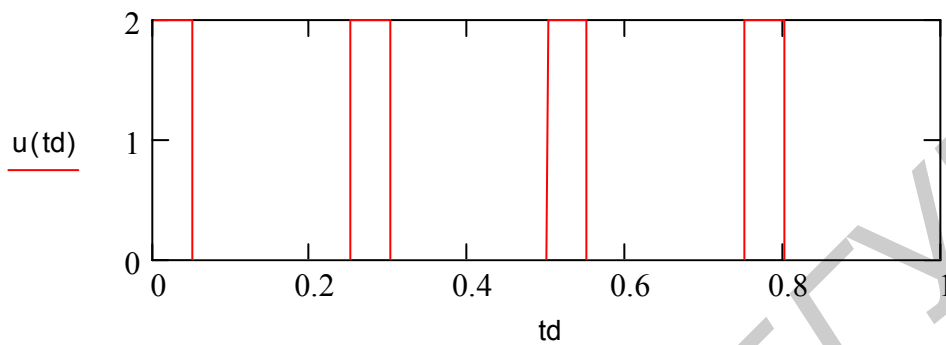


Рис. 2.1. Входной сигнал  $u(t)$

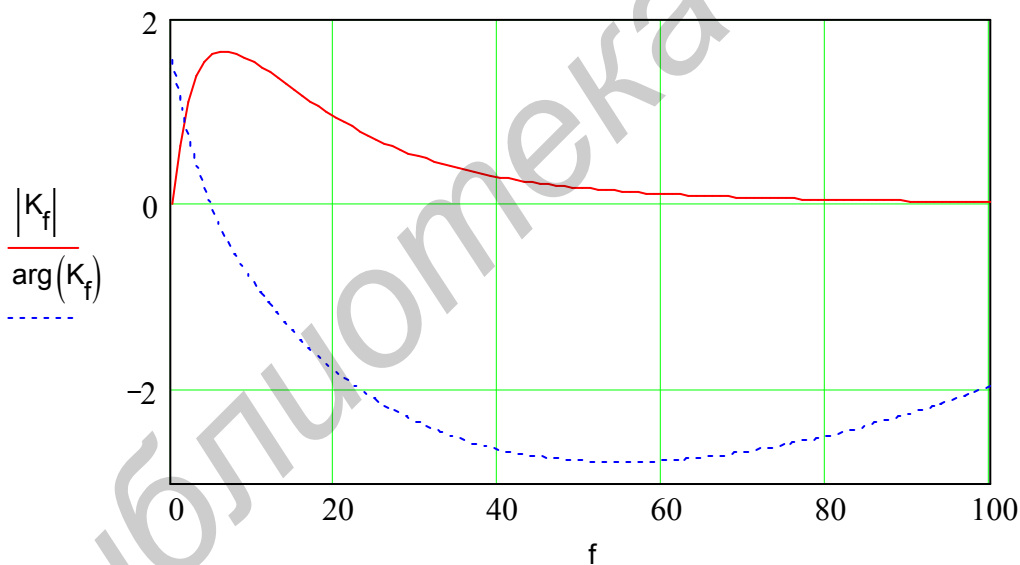


Рис. 2.2. АЧХ и ФЧХ тракта

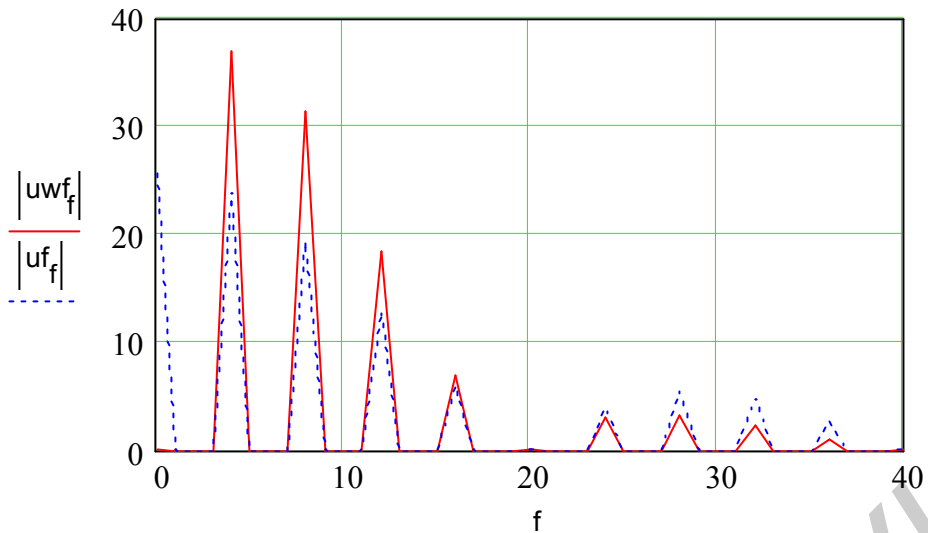


Рис. 2.3. Спектр сигнала:

----- спектр сигнала на входе тракта;  
 — спектр сигнала на выходе тракта

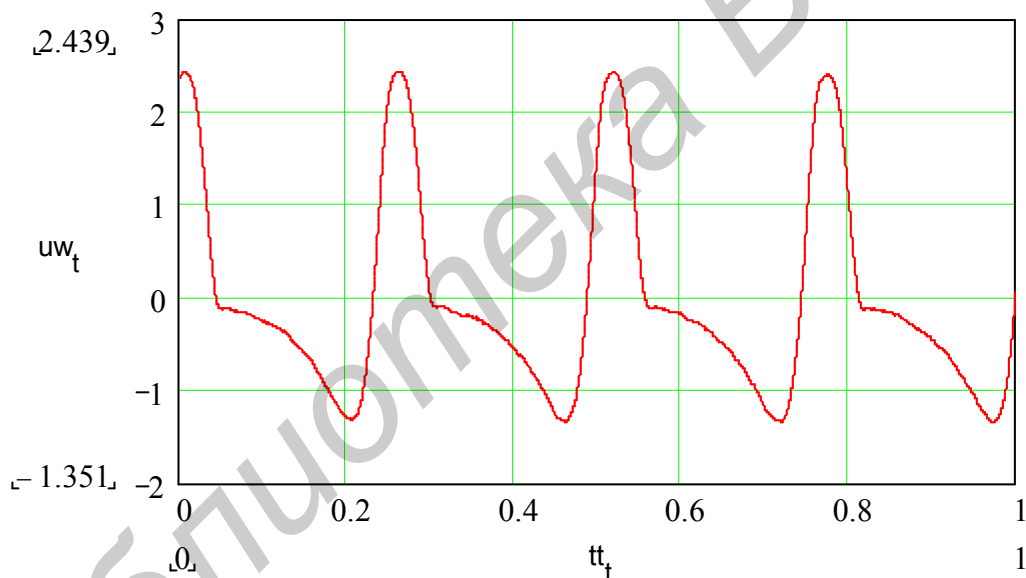


Рис. 2.4. Изменение формы входного сигнала  $u(t)$

Рассмотрим влияние верхней частоты полосы пропускания тракта на форму выходного импульсного сигнала. ФЧХ и ФЧХ тракта с различными значениями верхней частоты полосы пропускания тракта приведены на рис. 2.5. Из рис. 2.6 видно, что с уменьшением верхней частоты полосы пропускания тракта время установления импульса увеличивается. При этом выполняется условие  $f_{\text{в}} t_{\text{У}} = 0,35$ , где  $t_{\text{У}}$  – время установления импульсного сигнала, равное времени, за которое амплитуда выходного сигнала изменяется от 0,1 до 0,9 пикового значения амплитуды импульса.

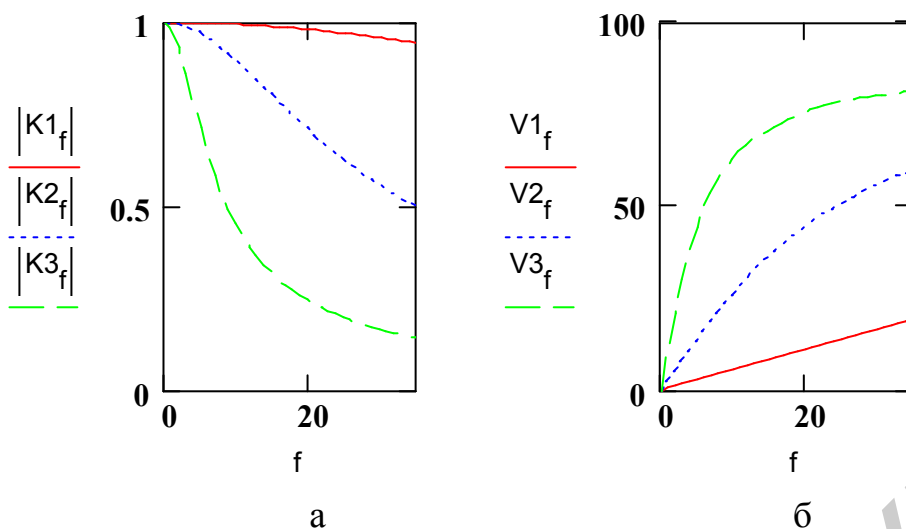


Рис. 2.5. АЧХ и ФЧХ тракта

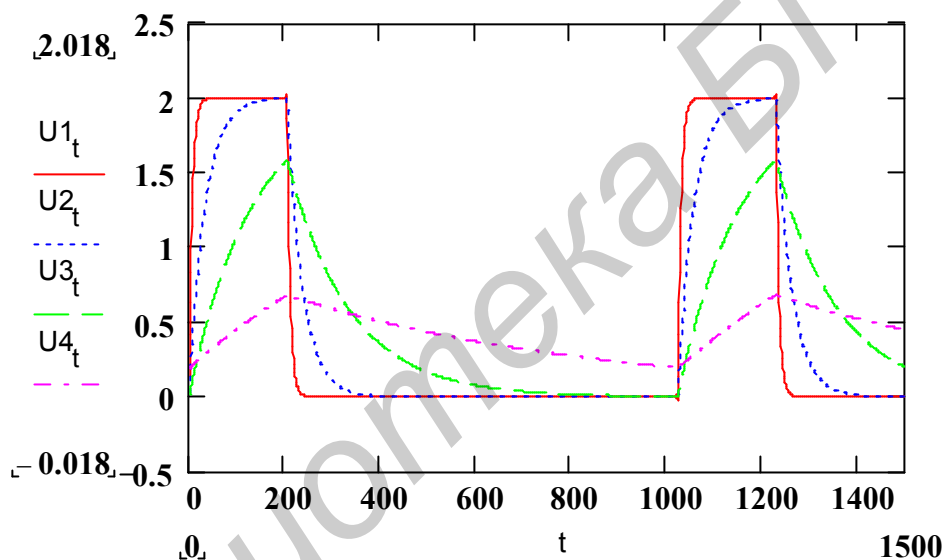


Рис. 2.6. Влияние частотных искажений в области верхних частот на форму выходного сигнала

На рис. 2.7 приведены различные АЧХ ( $|K(f)|$ ) и ФЧХ ( $V(f)$ ) для различных значений нижней частоты полосы пропускания фильтра верхних частот. Влияние нижней частоты полосы пропускания ФВЧ на линейные искажения импульсного сигнала показано на рис. 2.8. Видно, что при значении коэффициента передачи для постоянной составляющей сигнала равным нулю  $|K(0)| \neq 0$ , постоянная составляющая на выходе тракта отсутствует (амплитуда выходного импульса имеет как положительные, так отрицательные значения). При увеличении нижней частоты полосы пропускания тракта искажается вершина импульса.

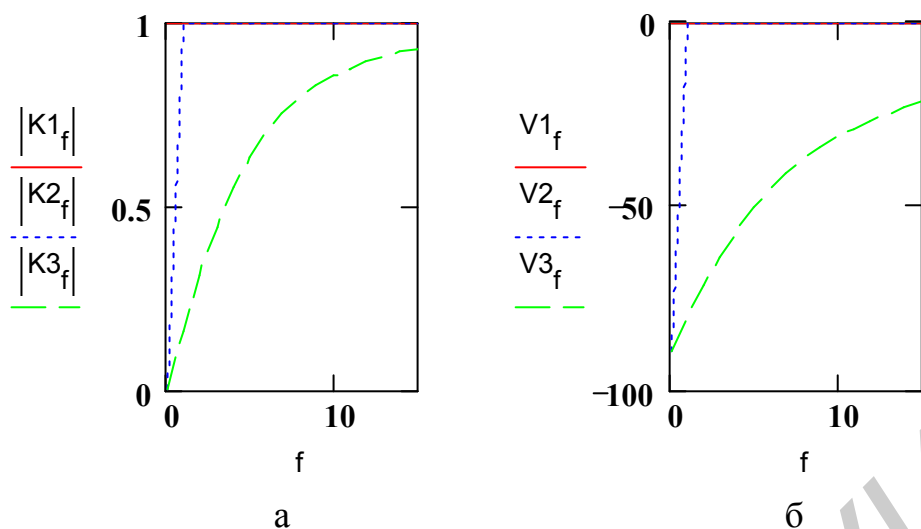


Рис. 2.7. АЧХ и ФЧХ тракта

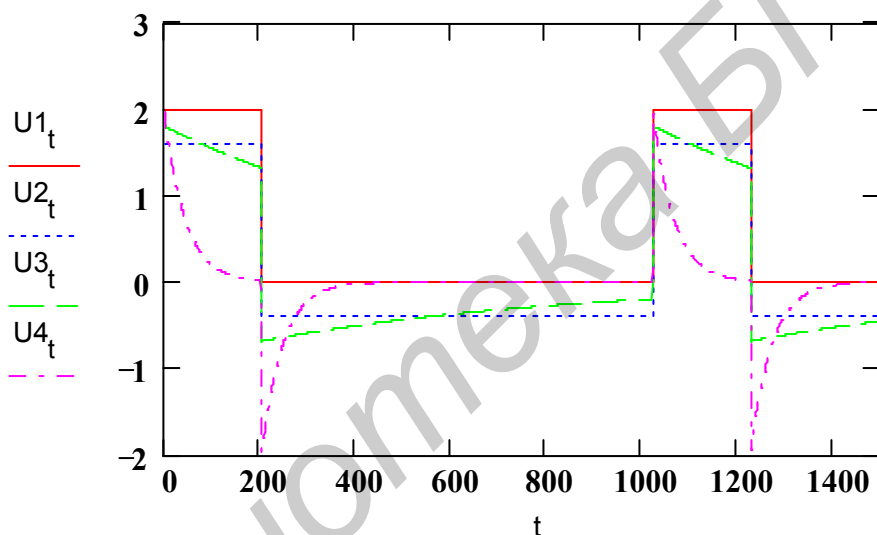


Рис. 2.8. Влияние частотных искажений в области нижних частот на форму выходного сигнала

Для исследования влияния ФЧХ на линейные искажения в тракте на рис. 2.9, 2.11 показаны различные ФЧХ тракта при идеальной АЧХ,  $K(f)=\text{const}$ . При линейной ФЧХ, показанной на рис. 2.9 [ $V(f)=af$ ], все спектральные составляющие сигнала имеют одинаковое время задержки  $t_3=dV(f)/df=a$ . Поэтому линейные искажения отсутствуют. Увеличение крутизны ФЧХ приводит к увеличению времени задержки выходного сигнала (рис. 2.10).



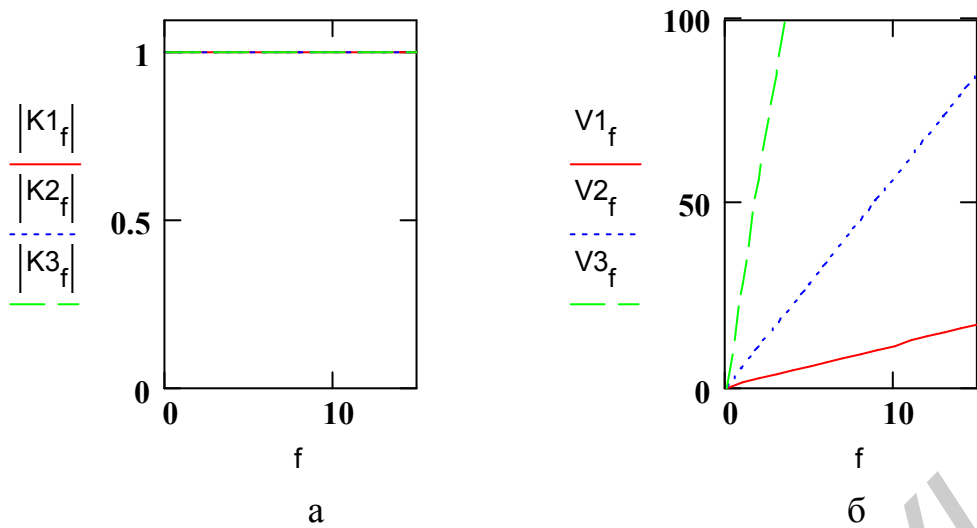


Рис. 2.9. АЧХ и ФЧХ тракта

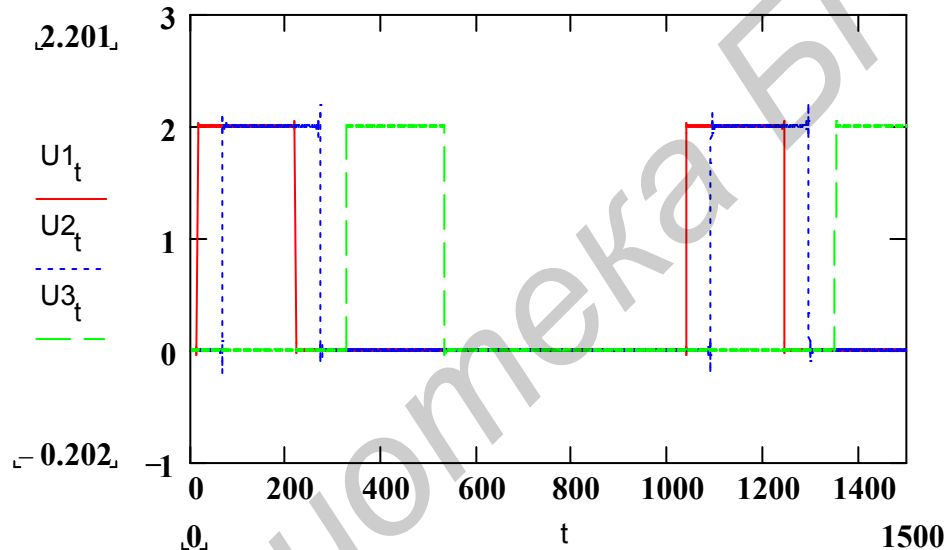


Рис. 2.10. Влияние линейной ФЧХ тракта на линейные искажения выходного сигнала

При нелинейной ФЧХ (например  $V(f) = af^2$ ), время задержки выходного сигнала зависит от частоты ( $t_3 = dV(f)/df = 2af$ ), рис 2.11. Время задержки различных спектральных составляющих входного сигнала различно. Это приводит к возникновению линейных искажений и изменению формы выходного сигнала (рис. 2.12).

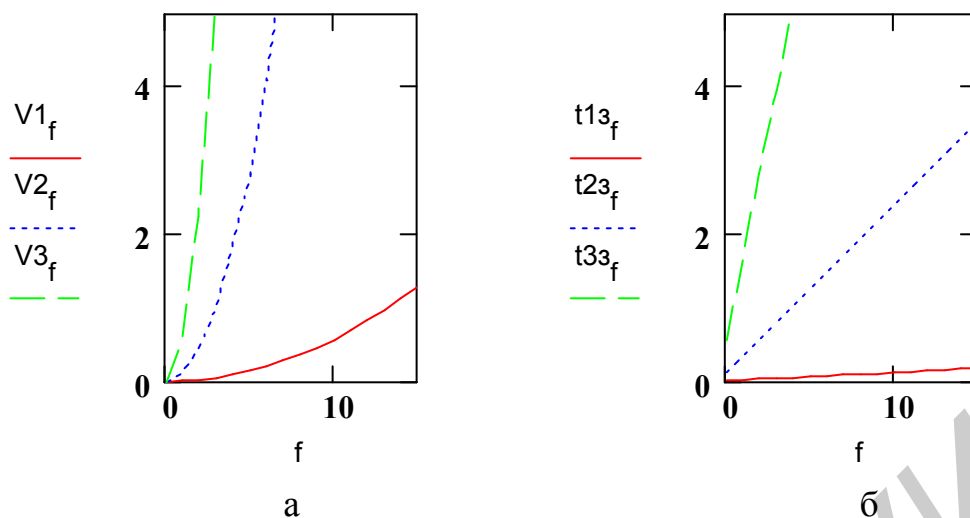


Рис.2.11. ФЧХ тракта и зависимость времени групповой задержки сигнала в тракте от частоты

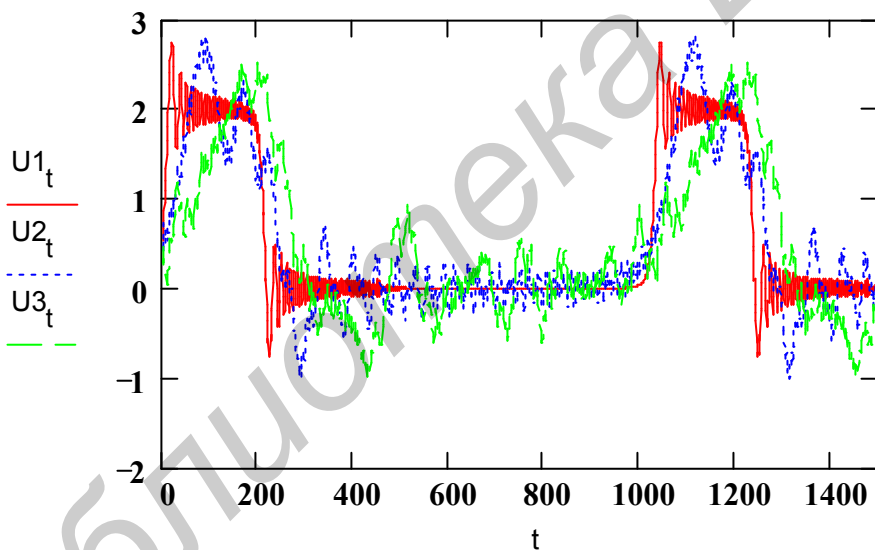


Рис. 2.12. Влияние нелинейной ФЧХ тракта на линейные искажения выходного сигнала

## 2.2. Нелинейные искажения

### 2.2.1. Использование комплексной амплитудной характеристики для расчета нелинейных искажений

При нелинейных искажениях в спектре выходного сигнала возникают частоты спектральных составляющих, отсутствующие в спектре входного сигнала.

Это обусловлено нелинейностью комплексной амплитудной характеристики тракта  $U\omega(u) = u|K(u)|\exp(iv(u))$ , где  $|K(u)|$  – зависимость модуля комплексного коэффициента передачи от амплитуды входного сигнала;  $v(u)$  – зависимость фазы выходного сигнала от амплитуды выходного сигнала. Предположим, что характеристика тракта описывается степенным полиномом третьего порядка:

$$I(u) = b_1u + b_2u^2 + b_3u^3. \quad (2.1)$$

Предположим, что на входе тракта действует синусоидальное напряжение

$$u = \sin(\omega t);$$

$$v(u) = 0.$$

$$I(u) = b_1u + b_2u^2 + b_3u^3$$

$$\begin{aligned} I(u) &= b_1 \sin(\omega t) + b_2 \sin^2(\omega t) + b_3 \sin^3(\omega t) = \\ &= b_1 \sin(\omega t) + 0.5b_2(1 - \cos(2\omega t)) + 0.5b_3(1 - \cos(2\omega t))\sin(\omega t) = \\ &= b_1 \sin(\omega t) + 0.5b_2(1 - \cos(\omega t)) + 0.5b_3 \sin(\omega t) + 0.25 \sin(3\omega t). \end{aligned}$$

Из приведенных тригонометрических преобразований видно, что в спектре выходного сигнала кроме частоты входного сигнала  $\omega$ , присутствуют ее гармоники  $2\omega$ ,  $3\omega$ . Если зависимость амплитуды выходного сигнала описывается полиномом более высокой степени (содержит слагаемые  $b_4u^4$ ,  $b_5u^5$  и т.д., то в спектре выходного сигнала будут присутствовать все гармоники частоты  $\omega = n\omega$ , где  $n = 0 - \infty$ . В общем случае коэффициенты  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$  могут иметь комплексные значения.

Предположим, что амплитудная и фазоамплитудная характеристики тракта линейны:

$$U\omega(u) = b_1u;$$

$$V(u) = c_1u.$$

Комплексная амплитудная характеристика тракта запишется как  $U\omega(u) = b_1u \exp(iV(u)) = b_1u[\cos(V(u)) + b_1u \sin(V(u))] = \text{Re}(U\omega(u)) + \text{Im}(U\omega(u))$ , где  $\text{Re}(U\omega(u))$ ,  $\text{Im}(U\omega(u))$  – действительная и мнимая часть комплексной амплитудной характеристики устройства.

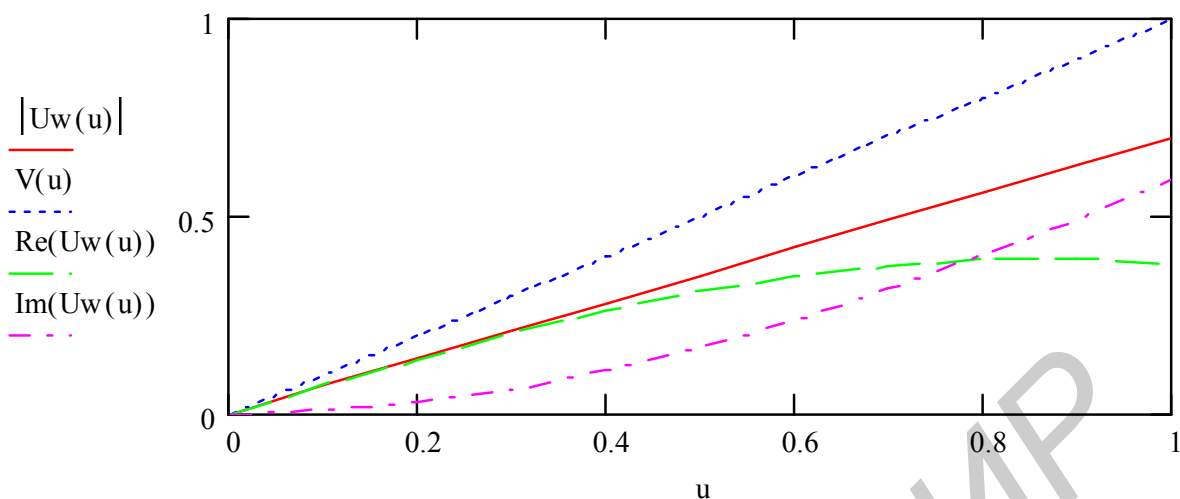


Рис. 2.13. Амплитудная и фазоамплитудная характеристики тракта:  
 $Uw(U)$  – амплитудная характеристика тракта;  
 $V(U)$  – фазоамплитудная характеристика тракта;  
 $Re(Uw(U))$  – зависимость действительной части амплитудной характеристики тракта от амплитуды входного сигнала;  
 $Imw(U)$  – зависимость мнимой части амплитудной характеристики тракта от амплитуды входного сигнала.

Зависимости амплитуды, фазы, мнимой и действительной части комплексной амплитудной выходного сигнала от амплитуды входного сигнала тракта приведены на рис.2.13. Из рисунка видно, что при линейной амплитудной характеристике тракта мнимая и действительная части комплексной амплитудной характеристики (КАХ) тракта нелинейны. При определении нелинейных искажений в полосе пропускания тракта амплитуды продуктов искажений рассчитываются отдельно для мнимой и действительной частей КАХ. Так как при линейной амплитудной характеристике и наличии фазоамплитудной характеристики тракта мнимая и действительная части КАХ нелинейны, то в тракте возникнут нелинейные искажения. В диапазоне частот 10 – 100 МГц зависимость  $V(u)$  незначительна. При  $V(u) = 0$   $Re(Uw(u)) = Uw(u)$ ,  $Im(Uw(u)) = 0$ . Поэтому влиянием фазоамплитудной характеристики тракта на нелинейные искажения часто пренебрегают и для расчета нелинейных искажений используют нелинейную зависимость  $Uw(u)$ . Однако на частотах выше 100 МГц влияние фазоамплитудной характеристики на уровень нелинейных искажений в тракте может быть очень значительно.

### 2.2.2. Интермодуляция

Интермодуляция в приемнике — это возникновение помех на выходе радиоприемника при действии на его входе двух и более мешающих сигналов, частоты которых находятся вне основного и побочных каналов приема. Помехи

этого вида называют интермодуляционными. Причина их появления – нелинейность КАХ активных элементов ВЧ-тракта.

В целях упрощения считаем мешающие сигналы немодулированными и их сумму  $u_{\text{ex}} = u_1 + u_2 = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$  подставим в полином, чтобы выделить из него составляющие выходного тока в виде интермодуляции 2-го

$$i_{\text{инт}} = b_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t \quad (2.2)$$

и 3-го порядка

$$i_{\text{инт}} = b_3 U_1^2 U_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2) t; \quad i_{\text{инт}} = b_3 U_1 U_2^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1) t. \quad (2.3)$$

Интермодуляционные составляющие 2-го порядка имеют частоты, значительно отличающиеся от частоты настройки приемника, и они ослабляются избирательными цепями ВЧ-тракта приемника. Однако в широкополосном входном усилителе они могут проявляться как помехи. Интермодуляционные составляющие 3-го порядка имеют частоты, близкие к частоте настройки приемника, и могут не ослабляться цепями ВЧ-тракта. Если же частоты этих составляющих соответствуют частоте настройки  $\omega_0$  приемника, т.е.

$$2\omega_1 - \omega_2 = \omega_0 \quad \text{или} \quad 2\omega_2 - \omega_1 = \omega_0,$$

то интермодуляционная помеха оказывается непосредственно в полосе пропускания приемника и от нее отстроиться невозможно.

Предположим, что на вход приемного устройства поступает три частоты:  $f_1 = 930$  МГц,  $f_2 = 940$  МГц,  $f_3 = 950$  МГц (рис. 2.14). Нам необходимо принять сигнал с частотой  $f_3 = 950$  МГц. Предположим, что на входе приемного устройства установлен колебательный контур с добротностью 100. (АЧХ контура – кривая  $K(f)$ , см. рис. 2.14.). Как видно из рисунка, колебательный контур всего лишь незначительно ослабит сигналы помех с частотами 930 и 940 МГц и они поступят на усилитель. Передаточная характеристика усилителя всегда нелинейна. Поэтому на выходе усилителя возникнут колебания  $mf_1 \pm nf_2$ . При  $m=2$  и  $n=1$  частота интермодуляционного колебания равна частоте принимаемого сигнала и в дальнейшем не может быть ослаблена частотными фильтрами.

Чтобы найти значение  $k_{\text{инт}}$ , амплитуду каждой из этих составляющих, вычисленную в отсутствие полезного сигнала, следует разделить на амплитуду полезного сигнала  $U_{\text{Cmin}}$ , вычисленную в отсутствие мешающих сигналов:

$$k_{\text{инт}} = \frac{I_{\text{инт}}}{I_{\text{Cmin}}} = -\frac{3b_3 U_1^2 U_2}{4b_1 U_{\text{Cmin}}} \quad \text{или} \quad k_{\text{инт}} = -\frac{3b_3 U_2^2 U_1}{4b_1 U_{\text{Cmin}}}. \quad (2.4)$$

В качестве первого приближения часто предполагают равенство амплитуд мешающих сигналов  $U_1 = U_2 = U_{\text{II}}$  и пользуются обобщенной формулой

$$k_{\text{инт}} = -\frac{3b_3 U_{\text{II}}^3}{4b_1 U_{\text{Cmin}}}, \quad (2.5)$$

из которой следует, что по абсолютному значению  $k_{ИИТ}$  возрастает пропорционально кубу амплитуды мешающего сигнала и отношению коэффициента полинома  $b_3/b_1$ , выражающего степень нелинейности функции передачи сигнала в УВЧ. В общем случае коэффициенты  $b_1, b_3$  имеют комплексные значения.

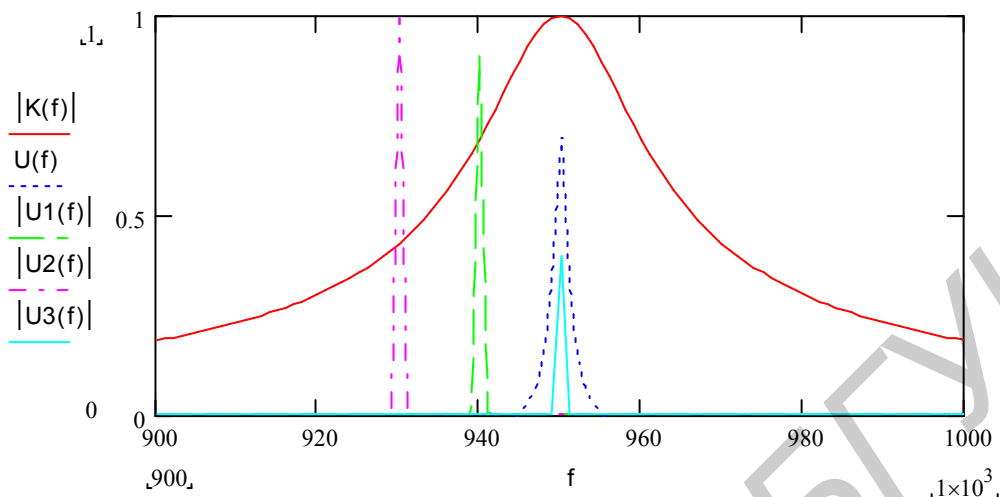


Рис. 2.14. Спектры сигналов на входе приемного устройства при нелинейной КАХ:

$K(f)$  – АЧХ входной цепи радиоприемного устройства;

$U_1(f), U_2(f)$  – сигналы на входе РПрУ, частоты которых отличаются от частоты принимаемого сигнала;

$U_3(f)$  – принимаемый сигнал;

$U(f)$  – интермодуляционное колебание.

### 2.2.3. Перекрестные искажения

Перекрестные искажения – это изменение структуры спектра полезного сигнала при воздействии на него модулированного мешающего сигнала, частота которого не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема. Процесс возникновения таких искажений определяется нелинейным изменением амплитудной функции передачи сигнала в активных элементах ВЧ-тракта, вследствие чего анализ этого процесса аналогичен анализу процесса блокирования. Понятие «перекрестные искажения» относится к АМ-полезному сигналу, когда в его структуре возникают составляющие модуляции АМ-мешающего сигнала. В этом случае нелинейный элемент ВЧ-тракта, так же как и при блокировании в УВЧ, может быть представлен моделью в виде степенного многочлена с той разницей, что входной сигнал  $u_{ВХ}$  имитируется суммой двух АМ-сигналов:

$$u_{ВХ} = u_C + u_{П} = U_C (1 + m_C \cos \Omega_C t) \cos \omega_C t + U_{П} (1 + m_{П} \cos \Omega_{П} t) \cos \omega_{П} t,$$

где  $m_C, m_{П}$  – глубина амплитудной модуляции сигнала и помехи на входе нелинейного усилителя.

В целях упрощения анализа можно, так же как и при блокировании, ограничиться многочленом 3-й степени. После подстановки в него  $u_{ВХ}$  и соответст-

вующих преобразований можно определить коэффициент перекрестных искажений, представляющий собой отношение уровня спектральных составляющих в структуре полезного сигнала, возникших в результате перекрестных искажений, к уровню полезного сигнала на выходе приемника при заданных параметрах мешающего и полезного сигналов:

$$k_{пер} = \frac{(\Delta I_{вых})_{\Omega_{П}}}{(I_{вых})_{\Omega_{С}}} \approx -3 \frac{b_3 m_{П}}{b_1 m_{С}} U_{П}^2. \quad (2.6)$$

#### 2.2.4. Блокирование

Блокирование полезного сигнала проявляется в уменьшении его коэффициента усиления во входном тракте приемника или в изменении отношения сигнал-шум при действии мешающего сигнала, частота которого находится вне основного канала приема и не совпадает с частотой ККП. Блокирование возникает в активных элементах ВЧ тракта (УВЧ и преобразователей) из-за нелинейного закона изменения коэффициента передачи полезного сигнала одновременно с мешающим. Нелинейность коэффициента передачи можно аппроксимировать различными зависимостями, в том числе сложными, например рядами Вольтера, но основные закономерности можно уяснить, если воспользоваться простой моделью в виде степенного многочлена (2.1) и рассматривать влияние нелинейности только на изменение амплитуды полезного сигнала, не учитывая при этом изменений его фазы. С этой целью мгновенное значение напряжения  $u_{ВХ}$  в этом многочлене представим в виде суммы немодулированных колебаний полезного сигнала и помехи:

$$u_{ВХ} = u_{С} + u_{П} = U_{С} \cos \omega_{С} t + U_{П} \cos \omega_{П} t.$$

При анализе блокирования в УВЧ в качестве первого приближения можно ограничиться кубичным многочленом (2.1). Подставив сумму напряжений колебаний в этот многочлен, выделим составляющую тока первой гармоники полезного сигнала:

$$i_{1вых} = U_{С} \left( b_1 + \frac{3}{4} b_3 U_{С}^2 + \frac{3}{2} b_3 U_{П}^2 \right) \cos \omega_{С} t.$$

На рис. 2.15 приведена зависимость коэффициента передачи усилителя от амплитуды входного сигнала (кривая приведена сплошной линией). Видно, что с увеличением амплитуды входного сигнала усилитель переходит в нелинейный режим работы и коэффициент передачи усилителя уменьшается. Штриховой линией приведена зависимость коэффициента передачи для постоянной амплитуды слабого входного сигнала от мощности сигнала помехи, поступающей на усилитель совместно со слабым принимаемым сигналом. Из рисунка видно, что воздействие мощного сигнала помехи приводит к тому, что коэффициент усиления для слабого сигнала уменьшается быстрее, чем коэффициент усиления для сильной помехи (имеет место подавление слабого сигнала сильным).

Эффект блокирования полезного сигнала характеризуется коэффициентом блокирования  $k_{\text{бл}}$ , который представляет собой отношение изменения амплитуды выходного тока этого сигнала при блокировании к амплитуде того же тока в отсутствие блокирования:

$$k_{\text{бл}} = \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} \approx -\frac{3b_3}{2b_1} U_{\text{П}}^2. \quad (2.7)$$

В отсутствие блокирования  $k_{\text{бл}} = 0$ , при полном блокировании полезного сигнала  $k_{\text{бл}} = -1$ . Отрицательный знак указывает на уменьшение уровня полезного сигнала при действии мешающего сигнала. По абсолютному значению  $k_{\text{бл}}$  возрастает пропорционально квадрату амплитуды мешающего сигнала и отношению коэффициентов  $b_3/b_1$  полинома, выражающего степень нелинейности передачи сигнала активного элемента УВЧ. Чем больше это отношение, тем больше нелинейность.

Чтобы характеризовать свойство приемника принимать полезный сигнал в присутствии сильного мешающего сигнала до порога блокирования, пользуются понятием «динамический диапазон по блокированию» (в децибелах):

$$D_{\text{бл}} = 20 \lg \frac{(U_{\text{П.дон}})_{\text{бл}}}{U_{\text{Сmin}}}, \quad (2.8)$$

где  $(U_{\text{П.дон}})_{\text{бл}}$  – максимально допустимое напряжение мешающего сигнала соответствующее порогу блокирования;  $U_{\text{Сmin}}$  – минимальное напряжение полезного сигнала, соответствующее чувствительности приемника.

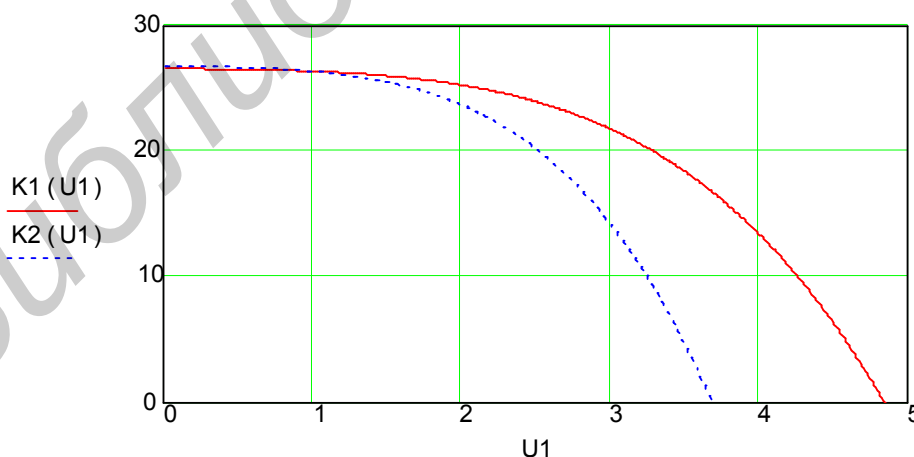


Рис. 2.15. Зависимость коэффициентов усиления для слабого сигнала (штриховая линия) и сигнала помехи (сплошная линия) от амплитуды входного сигнала помехи



### 3. ТЕПЛОВЫЕ ШУМЫ

#### 3.1. Шумы резисторов

Минимальным шумом любой схемы является тепловой шум. Мощность шума идеального элемента не зависит от частоты и определяется выражением

$$P_{ш} = kT\Delta f, \quad (3.1)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в градусах Кельвина;  $\Delta f$  – полоса частот.

Амплитуда шума идеального резистора  $R$  равна

$$U_{ш}^2 = 4kT\Delta fR. \quad (3.2)$$

Мнимые (реактивные) составляющие комплексных сопротивлений шума не создают.

Мощность шумов в реальных элементах и устройствах выше, чем в идеальных. Для определения мощности шумов реальных элементов вводится понятие коэффициент шума  $K_{ш}$ , который показывает, во сколько раз мощность шумов на выходе реального элемента больше мощности шумов на выходе реального элемента. Мощность шума на выходе реального элемента равна

$$P_{ш} = K_{ш}kT\Delta f. \quad (3.3)$$

Значение коэффициента шума часто выражается в децибелах:

$$K_{ш,дБ} = 10 \lg K_{ш}. \quad (3.4)$$

Для измерения параметров малошумящих устройств часто используется параметр «шумовая температура»  $T_{ш}$ , который показывает, на сколько градусов необходимо нагреть идеальное устройство, чтобы мощность шума на выходе идеального устройства была равна мощности шумов реального устройства при отсутствии нагрева:

$$P_{ш} = k(T + T_{ш})\Delta f. \quad (3.5)$$

Сравнивая выражения (3.5) и (3.3), получим

$$K_{ш} = (1 + T_{ш}/T). \quad (3.6)$$

#### 3.2. Шумы транзисторов

Шумовые явления в транзисторах бывают трех видов: дробовые шумы, или шумы Шоттки, тепловые шумы и фликкер-шумы (шумы, спектральная плотность которых уменьшается по закону  $1/f$ ).

Тепловые шумы вызываются хаотическим движением носителей заряда в полупроводнике, что приводит к возникновению хаотического изменения напряжения между двумя любыми точками, т.е. возникновению напряжения шумов.

Коэффициент шума БТ зависит от тока коллектора и сопротивления нагрузки. Обычно для БТ  $K_{ш} = 1,8...2,4$ . При  $R_{г} = R_{г.опт}$ ,  $K_{ш\text{ MIN}} = 1,1...1,2$ .

Выражение (3.3) справедливо для шумов с равномерной спектральной плотностью. Мощность фликкер-шумов зависит от частоты по закону  $1/f$ . Для БТ фактор шума  $1/f$  начинает сказываться на частотах менее 1 кГц. Поэтому зависимость коэффициента шума от частоты в области нижних частот определяется кривой, приведенной на рис.3.2.

Шумовые характеристики полевых транзисторов (ПТ) значительно отличаются от БТ. При высокоомном сопротивлении генератора ПТ имеют значительно меньшие шумы, а при низкоомном сопротивлении генератора шумовые характеристики БТ и ПТ практически одинаковы. При этом следует учитывать, что у МОП-транзисторов фактор шума  $1/f$  начинает сказываться на частотах 100 кГц (для БТ – 1кГц). Поэтому МОП-транзисторы в области низких частот шумят сильнее, чем транзисторы с управляющим р-п-переходом.

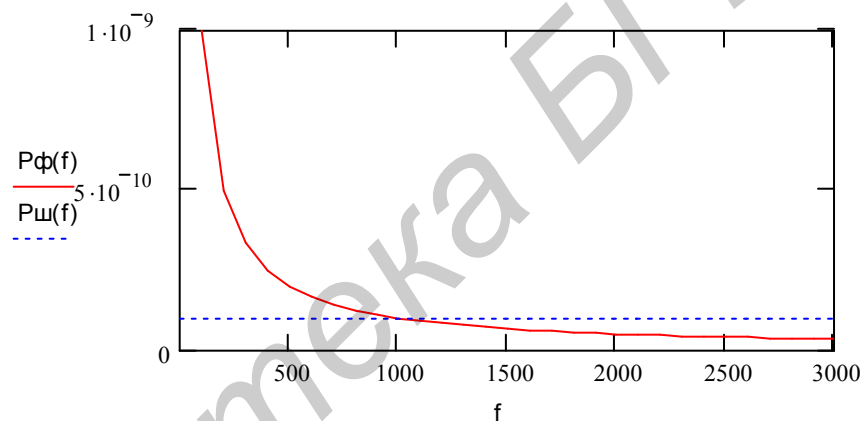


Рис. 3.1. Зависимость мощности шумов от частоты для биполярного транзистора:

- фликкер-шум;
- тепловой шум

Абсолютная чувствительность усилителя характеризуется коэффициентом шума  $n$ , который равен отношению мощности шума на выходе линейной части четырехполюсника (усилителя) к мощности шума в этой точке идеально-го четырехполюсника (когда единственным источником шума является источник входного сигнала):

$$n = P_{ш.р} / P_{ш.ид} \quad (3.7)$$

Поскольку мощность шума реального усилителя складывается из мощности шума источника входного сигнала (антенны)  $P_{ш.а} = P_{ш.ид}$  и мощности шума усилителя, отнесенной к его входу,  $P_{ш.пп}$ ,  $n = \frac{P_{ш.а} + P_{ш.пп}}{P_{ш.а}} = 1 + P_{ш.пп} / P_{ш.а}$ . Откуда

мощность шумов собственного усилителя

$$P_{ш.пп} = (n - 1)P_{ш.а} = (n - 1)kT\Delta f, \quad (3.8)$$

а общая мощность шумов  $P_{ш} = P_{ш.пп} + P_{ш.а} = nkT\Delta f = nP_{ш.а}$ . (3.9)

Коэффициентом шума любого четырехполюсника называется число, показывающее, во сколько раз отношение сигнала к шуму на его входе больше такого же отношения на его выходе:

$$n_i = (P_C / P_{Ш})_{вх} : (P_C / P_{Ш})_{вых}. \quad (3.10)$$

Если коэффициент передачи четырехполюсника по мощности обозначить через  $K_{ni}$ , то мощность сигнала на выходе

$$P_{C.вых} = K_{ni} P_{C.вх}, \quad (3.11)$$

а мощность шумов

$$P_{Ш.вых} = K_{ni} (P_{Ш.вх} + P_{Ш.ч}) = K_{ni} (kT\Delta f + P_{Ш.ч}), \quad (3.12)$$

где  $P_{Ш.ч}$  – мощность флуктуационных шумов, появляющихся в четырехполюснике, отнесенная к его входу.

Подставляя (3.11) и (3.12) в (3.10), получим

$$n_i = \frac{P_{C.вх} / kT\Delta f}{K_{ni} P_{C.вх} / K_{ni} (kT\Delta f + P_{Ш.ч})} = 1 + \frac{P_{Ш.ч}}{kT\Delta f}. \quad (3.13)$$

### 3.3. Шумы многокаскадного усилителя

Определим коэффициент шума усилителя (системы), состоящего из большого числа последовательно соединенных каскадов, каждый из которых характеризуется своими коэффициентами передачи  $K_{ni}$  и шума  $n_i$  (рис. 3.2).

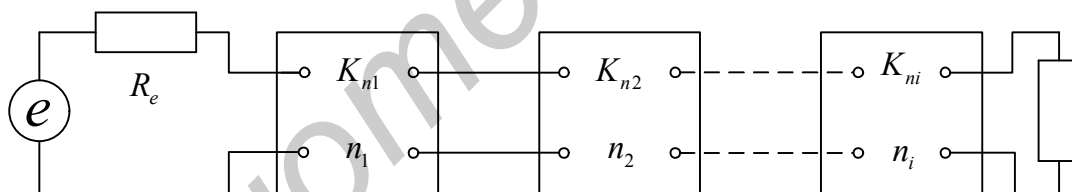


Рис. 3.2. Структурная схема многокаскадного усилителя

Для этого определим мощность сигнала и мощность шума на выходе второго каскада. Мощность шума на его входе будет равна  $K_{n1} n_1 kT\Delta f + (n_2 - 1)kT\Delta f$ . Тогда мощность шумов на выходе  $K_{n2} [K_{n1} n_1 kT\Delta f + (n_2 - 1)kT\Delta f]$ , а сигнал в той же точке будет равен  $K_{n2} K_{n1} P_C$ . Повторяя эти действия, получим мощность шумов и сигнала на выходе третьего каскада и т.д., тогда для коэффициента шума системы получим

$$n = \frac{(P_C / P_{Ш})_{вх}}{(P_C / P_{Ш})_{вых}}.$$

Подставляя значения, получим

$$n = \frac{P_c / kT\Delta f}{K_{ni} \dots K_{n3} K_{n2} K_{n1} P_c \left( K_{ni} \left( \dots K_{n3} \left\{ K_{n2} \left[ K_{n1} n kT\Delta f + (n_2 - 1)kT\Delta f \right] + (n_3 - 1)kT\Delta f \right\} + \dots + (n_i - 1)kT\Delta f \right) \right)}$$

или

$$n = n_1 + \frac{n_2 - 1}{K_{n1}} + \frac{n_3 - 1}{K_{n1}K_{n2}} + \dots + \frac{n_i - 1}{K_{n1}K_{n2} \dots K_{ni-1}}. \quad (3.14)$$

Формула (3.14) определяет коэффициент шума последовательно соединенных каскадов (четырёхполюсников).

Это означает, что коэффициент шума многокаскадного усилителя с большими значениями коэффициентов усиления каскадов ( $K \gg 1$ ) определяется коэффициентом шума первого каскада.

### 3.4. Шумы пассивного четырехполюсника

Предположим, что на входе двухкаскадного усилителя с коэффициентами усиления каждого каскада по мощности  $K_{n2} = K_{n3} = 100$  включен пассивный четырехполюсник с коэффициентом передачи по мощности  $K_{n1} < 1$  ( $K_{n1} = 0,1$ ). Анализ выражения (3.14) показывает, что коэффициент шума, приведенный ко входу пассивного четырехполюсника, будет пропорционален коэффициенту шума второго каскада  $n_2$  и обратно пропорционален коэффициенту передачи пассивного четырехполюсника  $K_{n1}$ .

### 3.5. Шумы операционного усилителя

Операционный усилитель (ОУ) содержит большое количество активных и пассивных элементов, генерирующих шумы и добавляющих их к сигналу на выходе. Эти источники шумов можно представить при помощи генераторов напряжения и тока шумов, включенных на вход эквивалентной схемы усилителя, как показано на рис. 3.3

Суммарный эффект от этих генераторов шумов составляет эквивалентное входное напряжение шумов  $U_{вх.ш.}$ .

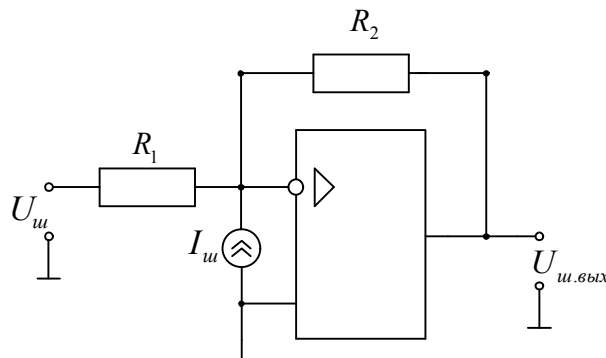


Рис. 3.3. Эквивалентная шумовая схема операционного усилителя

$$U_{\text{вх.ш}}^2 = U_{\text{ш}}^2 + (R_2 I_{\text{ш}})^2, \quad (3.15)$$

где  $U_{\text{ш}}^2$  – приведенное в справочнике среднее квадратическое значение входного напряжения шумов;  $I_{\text{ш}}$  – приведенное в справочнике среднее квадратическое значение входного тока шумов.

Выходное напряжение шумов определяется выражением

$$U_{\text{вых.ш}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \sqrt{U_{\text{ш}}^2 + (R_2 \cdot I_{\text{ш}})^2} = K \cdot \sqrt{U_{\text{ш}}^2 + (R_2 \cdot I_{\text{ш}})^2}. \quad (3.16)$$

Из приведенного выражения видно, что для уменьшения шумов ОУ необходимо уменьшать резистор  $R_2$  (значение  $R_2$  рекомендуется выбирать не более 40 – 47 кОм). В неинвертирующем усилителе для заданного значения резистора  $R_2$ , резистор  $R_1$  определяет значения коэффициента усиления ( $K=R_1/R_2$ ) и входного сопротивления  $R_{\text{вх}}=R_1$ . При больших значениях коэффициента усиления  $K$ , входное сопротивление инвертирующего усилителя мало. Поэтому для малозумящих усилителей целесообразно использовать неинвертирующий ОУ, входное сопротивление которого не зависит от резисторов  $R_2$ ,  $R_1$ , поэтому они могут быть выбраны исходя из условий обеспечения необходимого значения коэффициента усиления и минимальных шумов на выходе ОУ.

## 4. УСТРОЙСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

### 4.1. Параметры идеального операционного усилителя

При расчете устройств на операционных усилителях будем считать, что ОУ идеален и обладает следующими параметрами:

- коэффициент усиления для дифференциального сигнала (сигналы на входах ОУ равны по величине и противоположны по фазе) равен бесконечности  $K_{\text{д}} = \infty$ ;
- коэффициент усиления для синфазного сигнала (сигналы на входах усилителя равны по величине и по фазе) равен нулю  $K_{\text{с}} = 0$ ;
- входное сопротивление равно бесконечности  $R_{\text{вх}} = \infty$  (входной ток равен нулю);
- выходное сопротивление равно нулю  $R_{\text{вых}} = 0$ ;
- полоса частот от нуля до бесконечности.

### 4.2. Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 4.1.

Определим значение коэффициента передачи  $K$ , входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  и выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$ . Для схемы, приведенной на рис. 4.1,а, ток резистора  $R_1$  равен

$$I_{R_1} = \frac{U_{R_1}}{R_1} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\delta}}{R_1}, \quad (4.1)$$

где  $U_{\delta} = \frac{U_{\text{вых}}}{K_{\delta}}$ .

Так как  $K_{\delta} = \infty$ ,  $U_{\delta} = 0$ . Поэтому

$$I_{R_1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}. \quad (4.2)$$

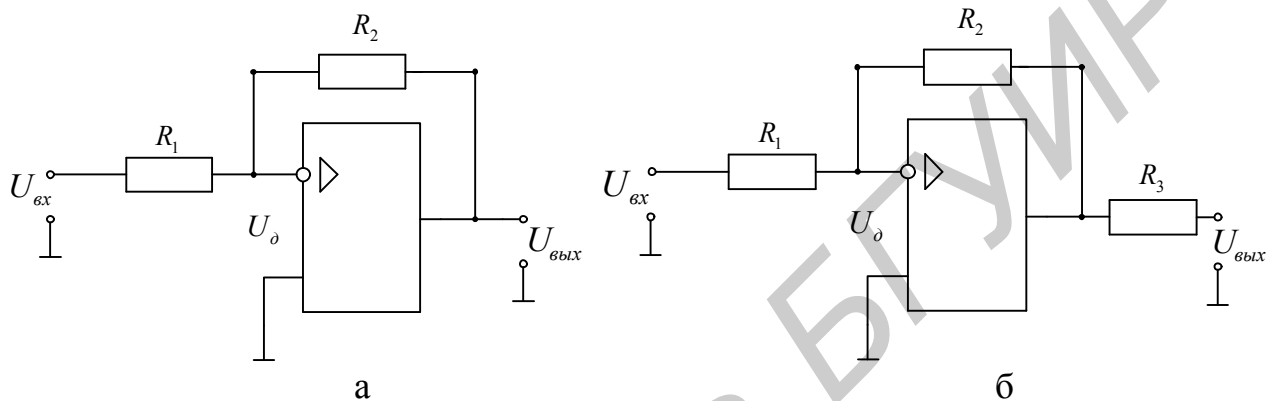


Рис.4.1. Схема инвертирующего усилителя с выходным сопротивлением, равным нулю (а), и выходным сопротивлением  $R_3$  (б)

Входной ток ОУ равен нулю. Поэтому  $|I_{R_2}| = |I_{R_1}|$ . Так как потенциал инвертирующего входа ОУ равен потенциалу неинвертирующего входа ОУ ( $U_{\delta} = 0$ ) и равен потенциалу земли, то  $I_{R_2} = -I_{R_1}$ .

Выходное напряжение равно  $U_{\text{вых}} = U_{R_2} + U_{\delta}$ ,  $U_{\delta} = 0$ .

$$U_{\text{вых}} = U_{R_2} = I_{R_2} R_2 = -\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} R_2 = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Коэффициент усиления (передачи) равен

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (4.3)$$

Знак минус означает, что разность фаз между выходным и входным сигналами равна 180 градусов.

Выходное сопротивление усилителя (см. рис. 4.1, а) равно нулю (по определению выходного сопротивления идеального ОУ). Поэтому выходное сопротивление усилителя (рис. 4.1, б) равно  $R_3$ .

### 4.3. Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 4.2.

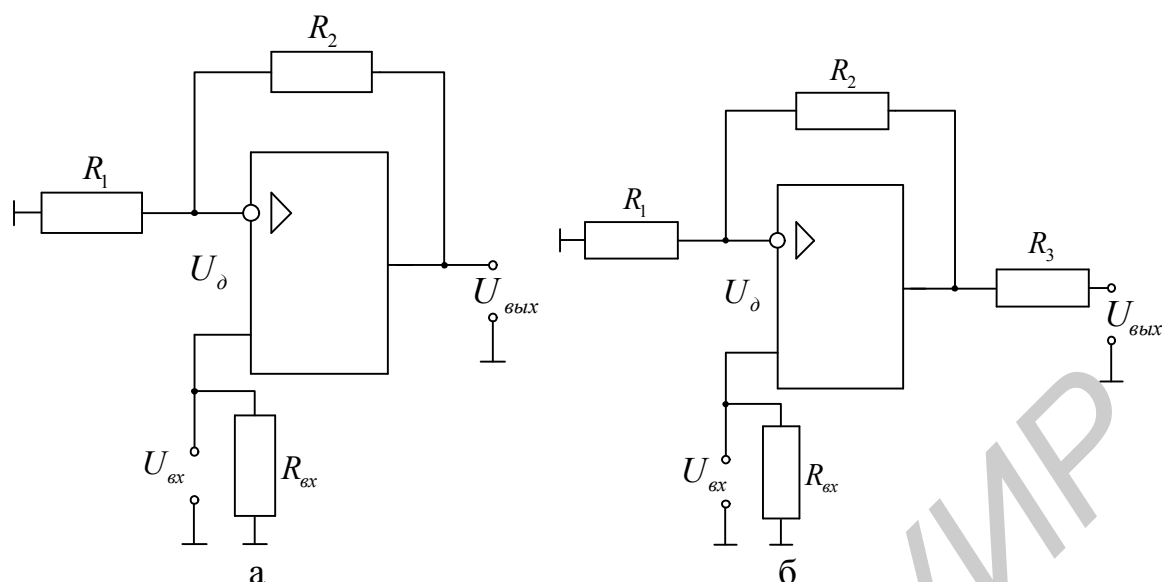


Рис. 4.2. Схема неинвертирующего усилителя

Выходное напряжение для схемы рис. 4.2, а равно

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ex}} + U_{\text{д}} + U_{R_2}, \quad (4.4)$$

$$U_{\text{д}} = 0; U_{R_1} = U_{\text{ex}}; I_{R_1} = \frac{U_{\text{ex}}}{R_1}; I_{R_2} = I_{R_1}; U_{R_2} = I_{R_2} R_2.$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ex}} + U_{\text{ex}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Коэффициент передачи

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.5)$$

Входной ток ОУ равен нулю. Поэтому входное сопротивление ОУ равно значению резистора  $R_{\text{ex}}$ .

Выходное сопротивление ОУ (рис. 4.2,б) равно нулю.

#### 4.4. Циркулятор

В технике СВЧ такая схема обеспечивает передачу сигнала в заданном направлении.

Обозначение циркулятора в технике СВЧ приведено на рис. 4.3.

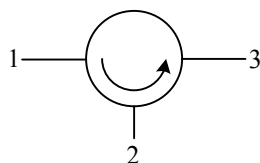


Рис. 4.3. Циркулятор

Сигнал, приложенный к одному из входов, проходит по циркулятору в направлении, указанном стрелкой. Схема циркулятора на операционных усилителях приведена на рис. 4.4.

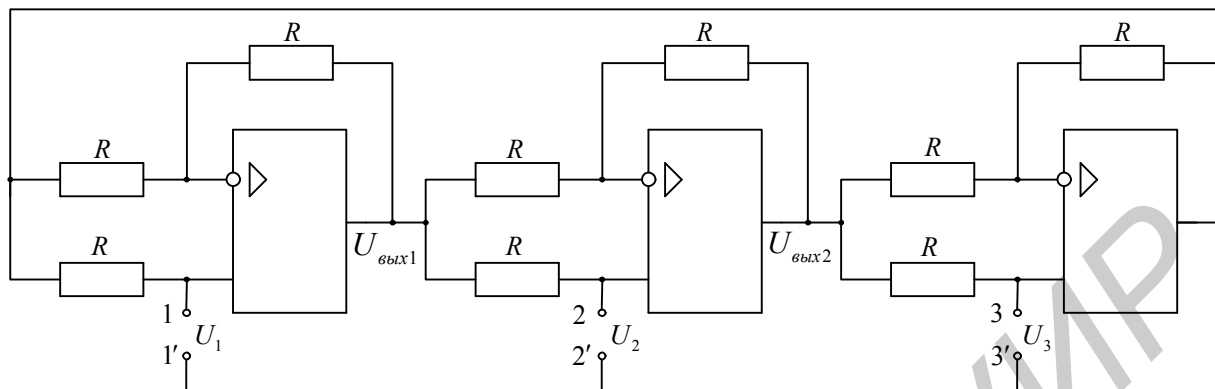


Рис. 4.4. Схема циркулятора на операционных усилителях

Рассмотрим работу одного каскада циркулятора (рис. 4.5, 4.6).

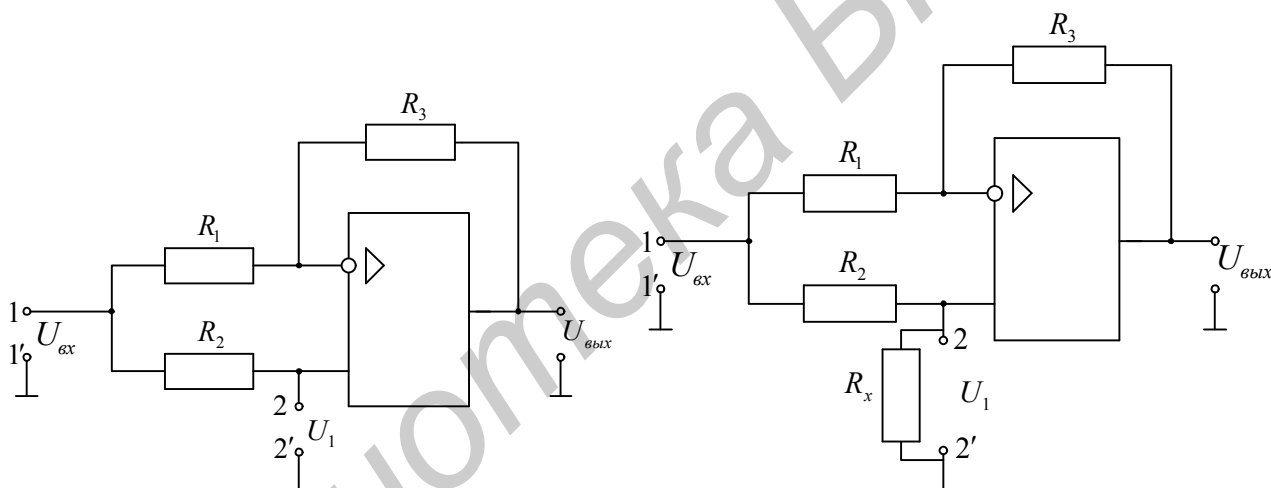


Рис. 4.5. Первый каскад циркулятора

Рис. 4.6. Второй каскад циркулятора

При  $U_{вх} = 0$  (клеммы 1-1' закорочены), напряжение  $U_1$  подается на неинвертирующий вход усилителя. Напряжение на выходе равно

$$U_{вых1} = U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Полагаем, что все резисторы равны  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ , поэтому

$$U_{вых1} = 2U_1.$$

Это напряжение поступает на вход следующего каскада (см. рис. 4.6). Предположим, что к клеммам  $U_2$  (рис. 4.6) подключена нагрузка ( $R_H$ ), сопротивление которой также равно  $R$ . Тогда напряжение  $U_2$  равно

$$U_2 = \frac{U_{вых1} \cdot R_H}{R_H + R} = 0.5U_{вых1} = U_1.$$



Видно, что при подключении к клеммам  $U_2$  нагрузки, сопротивление которой равно  $R$ , напряжение  $U_2$  равно напряжению  $U_1$ .

Определим напряжение  $U_{\text{вых}2}$ . Второй каскад циркулятора по отношению к напряжению  $U_{\text{вых}1}$  является вычитающим устройством. Поэтому напряжение  $U_{\text{вых}2} = 0$ .

При отсутствии сопротивления нагрузки  $R_H = \infty$ , схема, приведенная на рис. 4.6, не является вычитающим устройством. Коэффициент передачи схемы равен 1. Поэтому  $U_{\text{вых}2} = U_{\text{вых}1}$ . При  $R_H = 0$  неинвертирующий вход закорочен на корпус, каскад работает как инвертирующий усилитель ( $K = -1$ ), т.е. выходное напряжение  $U_{\text{вых}2}$  равно по величине  $U_{\text{вых}1}$  и противоположно по фазе.

Выводы:

1. При сопротивлении нагрузки на клеммах 2-2' напряжение  $U_1$  поступает на клеммы 2-2' ( $U_2 = U_1$ ) и не поступает на клеммы 3-3' ( $U_3 = 0$ ).

2. При отсутствии сопротивления нагрузки на клеммах 2-2' ( $R_H = \infty$ ) напряжение на клеммах  $U_2 = 2U_1$ , а напряжение на клеммах 3-3'  $U_3 = U_1$ .

3. При сопротивлении нагрузки на клеммах 2-2' ( $R_H = 0$ ), напряжение на клеммах 2-2' равно 0, а напряжение на клеммах 3-3'  $U_3 = -U_1$ .

Одно из возможных применений схемы в телефоне показано на рис. 4.7.

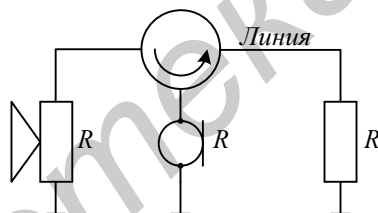


Рис. 4.7. Применение циркулятора в телефонном аппарате

Сигнал, идущий из микрофона, поступает в линию и не поступает в телефон. Сигнал, пришедший из линии, поступает в телефон и не поступает в микрофон. Если сопротивление микрофона, телефона и линии согласовано с параметрами циркулятора, все входы полностью развязаны.

#### 4.5. Преобразователь отрицательного сопротивления (INIC)

Схема преобразователя отрицательного сопротивления приведена на рис. 4.8. Предположим, что все резисторы равны  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ . Тогда при напряжении на неинвертирующем входе 1 В напряжение

$$U_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \cdot U_1 = 2U_1 = 2B.$$

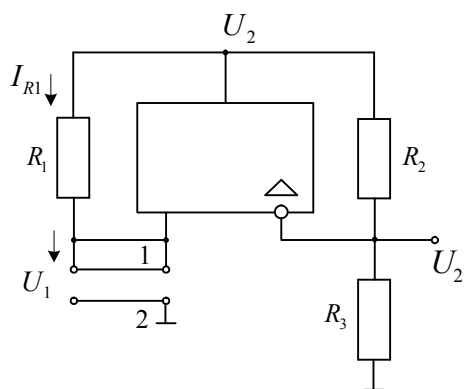


Рис. 4.8. Схема формирования отрицательного сопротивления INIC

Так как положительное напряжение  $U_2 > U_1$ , то направление тока через резистор  $U_2$  будет равно  $I_{R_1}$  и соответствовать направлению, указанному стрелкой:

$$I_{R_1} = \frac{(U_2 - U_1)}{R_1}.$$

Из рисунка видно, что ток источника  $U_1$  имеет обратное направление (при положительном потенциале  $U_1$  ток должен идти от плюса к минусу, а в нашей схеме ток определяется направлением тока резистора  $R_1$  и по отношению к источнику напряжения  $U_1$  идет в обратном направлении). Поэтому схема на клеммах 1–2 ведет себя как отрицательное сопротивление.

$$R = \frac{U_1}{-I_1} = \frac{U_1}{-U_1/R_1} = -R_1 = -R.$$

#### 4.6. Гиратор

Схема гиратора на ОУ приведена на рис. 4.9. Гиратор выполняет математическую функцию  $Z_{вых} = 1/Z_{вх}$ .

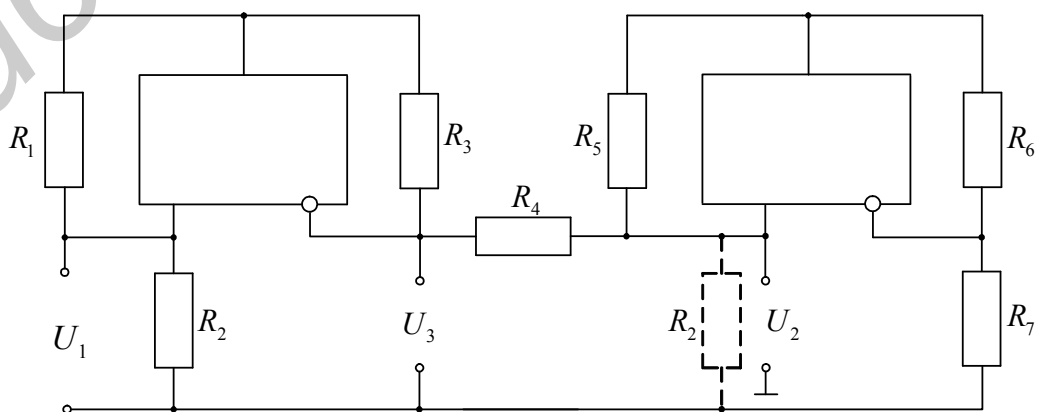


Рис. 4.9. Схема гиратора на ОУ

Определим значение сопротивления на клеммах  $U_1$  при сопротивлении на клеммах  $U_2$  ( $R_2 = \infty$ , к клеммам ничего не подключено).

Положим, что все резисторы равны:  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7$ . Тогда схема на ОУ2 и резисторах  $R_5, R_6, R_7$  является схемой ИНС и создаёт на клеммах  $U_2$  отрицательное сопротивление  $-R$ .

В результате к клеммам  $U_3$  последовательно подключены два резистора, резистор  $R_4 = R$  и сопротивления клемм  $U_2$ , равные  $-R$ . Поэтому суммарное значение сопротивления на клеммах  $U_3$  равно  $R - R = 0$ , и по принципу работы схемы ИНС сопротивление на клеммах  $U_1$   $R_1 = 0$ .

При  $R_2 = 0$  сопротивление на клеммах  $U_3$   $R_4 = R$ , что приводит к появлению на клеммах  $U_2$  сопротивления  $-R$ . Параллельно сопротивлению  $-R$  включён резистор  $R_2 = R$ .

Тогда общее сопротивление на клеммах 2 равно

$$\frac{R \cdot (-R)}{R - R} = \infty,$$

т.е. гиратор выполняет алгоритм преобразования сопротивлений:

$$Z_1 = \frac{R^2}{Z_2}.$$

## 4.7. Фильтры

### 4.7.1. Основные параметры фильтров

Схема простейшего фильтра нижних частот первого порядка на RC-элементах приведена на рис. 4.10.

Комплексный коэффициент передачи фильтра определяется выражением

$$\dot{K}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC},$$

или

$$\dot{K}(P) = \frac{1}{1 + pRC}, \quad (4.4)$$

где  $p = j \cdot \omega$ .

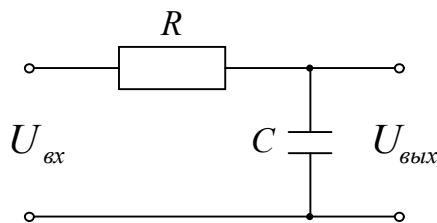


Рис. 4.10. Фильтр нижних частот первого порядка

Обычно используются нормированные частотные характеристики, для которых частота среза равна 1. Тогда

$$P = \frac{p}{\omega_q},$$

где  $\omega_q$  – частота среза фильтра. (Частота, при которой значение коэффициента передачи уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз.):  $\omega_q = \frac{1}{RC}$ .

Поэтому 
$$K = \frac{1}{1+P}$$
.

Если необходимо получить большую крутизну характеристики, следует включить  $n$  фильтров нижних частот последовательно:

$$K(P) = \frac{1}{(1+a_1P) \cdot (1+a_2P) \cdot (1+a_3P) \dots},$$

где  $a_1, a_2, \dots, a_n$  – действительные положительные коэффициенты.

Для построения фильтров высшего порядка используются фильтры первого и второго порядка. Поэтому выражение для комплексного коэффициента передачи записывается в виде

$$K(P) = \frac{A_0}{(1+a_1P+b_1P^2) \cdot (1+a_2P+b_2P^2) \cdot (\dots)}, \quad (4.5)$$

где  $a_i, b_i$  – положительные действительные коэффициенты.

Параметры фильтров могут быть оптимизированы по различным критериям. Недостатки фильтров на RC-элементах:

- коэффициент передачи меньше 1;
- большое выходное сопротивление фильтра требует, чтобы сопротивление нагрузки было значительно больше выходного сопротивления фильтра. Поэтому в настоящее время применяются активные фильтры на ОУ.

#### 4.7.2. Диаграмма Бode

На рис. 4.11 приведена частотная характеристика ФНЧ первого порядка в линейном масштабе, а на рис 4.12. – зависимость логарифма коэффициента передачи от логарифма частоты. Из рис. 4.12 видно, что при  $f \rightarrow 0$  зависимость  $|K(f)|$  определяется прямой линией, параллельной оси абсцисс. При  $f \rightarrow \infty$   $|K(f)|$  стремится к прямой линии, определяемой уравнением  $\log(K(f)) = -\log(\omega C)$ .

Бode предложил аппроксимировать АЧХ, полагая, что при  $f < f_b$  коэффициент передачи определяется прямой  $|K(f)| \geq \frac{R_2}{R_1}$ ; при  $f > f_b$  –  $|K(f)| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot R \cdot C}$ ,

где  $f_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$  – частота, на которой значение коэффициента передачи

$|K(f)| \geq \frac{R_2}{R_1}$  изменяется в  $\sqrt{2}$  раз. Частотная характеристика ФНЧ первого порядка в виде диаграммы Бode показана на рис. 4.12 штриховой линией.

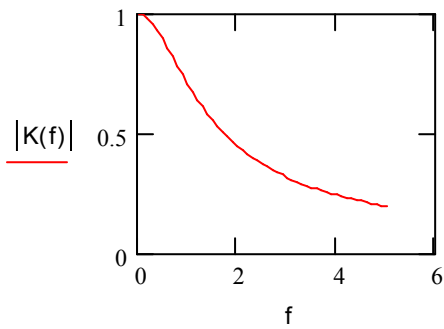


Рис. 4.11. АЧХ ФНЧ первого порядка

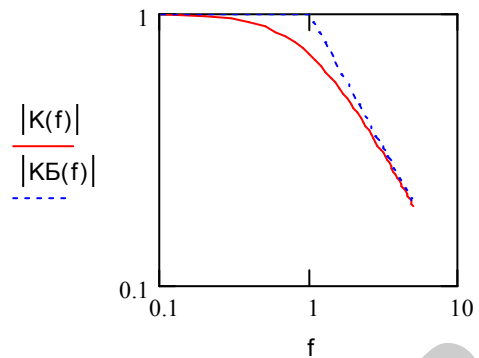


Рис. 4.12. АЧХ ФНЧ первого порядка, приведенная в логарифмическом масштабе

Из рис. 4.12 видно, что диаграмма Бode дает максимальную погрешность вычисления АЧХ, равную 3 дБ при  $f = f_b$ . Для всех остальных частот погрешность меньше и стремится к нулю при  $f \rightarrow 0$  и  $f \rightarrow \infty$ .

На рис. 4.13 показана ФЧХ усилителя. Видно, что при представлении ФЧХ в виде диаграммы Бode в точке  $f = f_b$ , фаза сигнала изменяется на  $-90^\circ$ . Реальное значение фазы при  $f = f_b$  равно  $-45^\circ$ . При  $f \rightarrow 0$  и  $f \rightarrow \infty$  погрешность расчета фазы при использовании диаграммы Бode стремится к нулю.

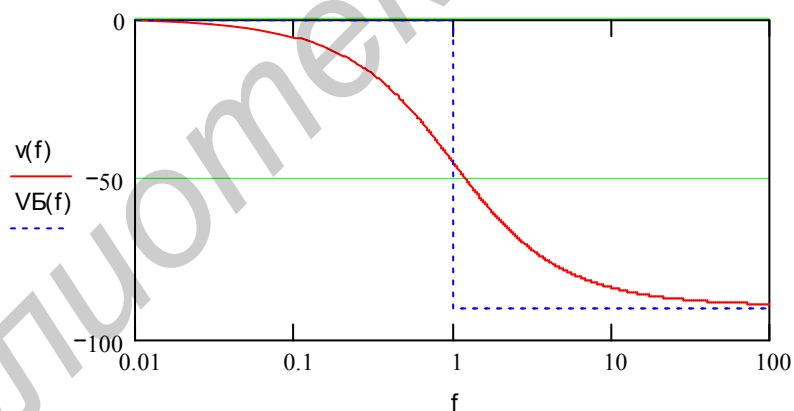


Рис. 4.13. ФЧХ усилителя

#### 4.8. Схемы построения фильтров

Рассмотрим реализацию фильтров верхних и нижних частот первого и второго порядков.

Схемы ФНЧ и ФВЧ первого порядка приведены на рис. 4.14 и 4.15.

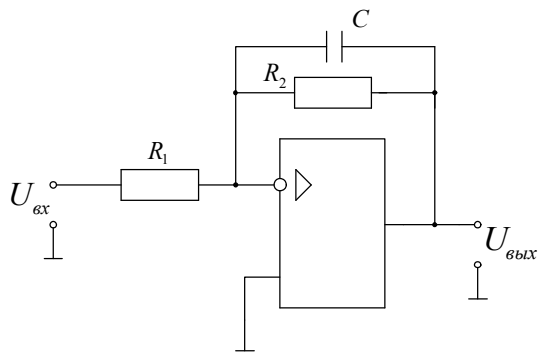


Рис. 4.14. ФНЧ первого порядка

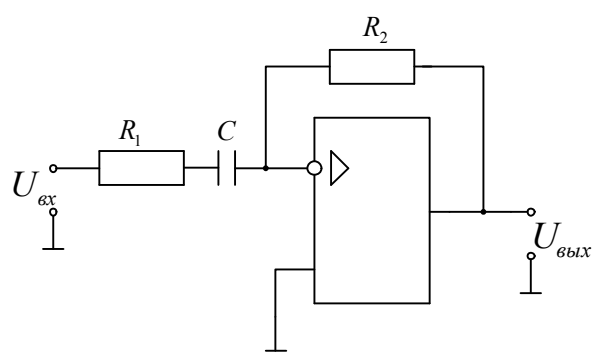


Рис. 4.15. ФВЧ первого порядка

Передаточная характеристика ФНЧ имеет вид

$$K = \frac{-(R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C})}{(R_2 + \frac{1}{j\omega C}) \cdot R_1} = \frac{-R_2}{R_1 + j\omega R_2 C} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + j\omega R_2 C} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_q}}$$

Передаточная характеристика ФВЧ:

$$K = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{j\omega R_1 C}} = \frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{\omega_q}{j\omega}}$$

Схемы типовых звеньев ФНЧ и ФВЧ второго порядка приведены на рис. 4.16, 4.17.

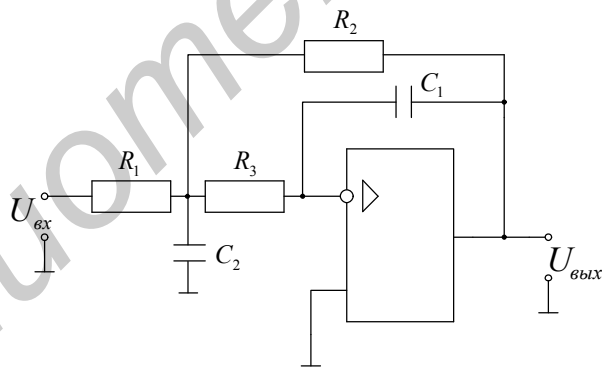


Рис. 4.16. Фильтр нижних частот второго порядка

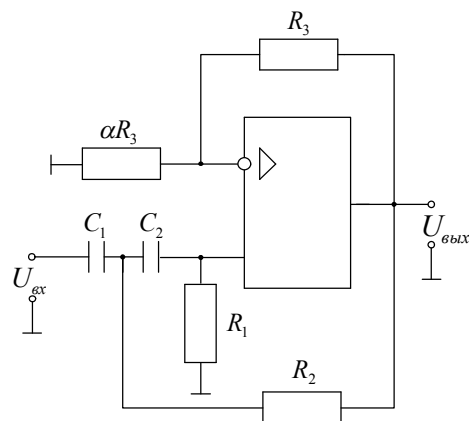


Рис. 4.17. Фильтр верхних частот второго порядка

При построении фильтров требуется обеспечить необходимые значения равномерности АЧХ в полосе пропускания, крутизны АЧХ за пределами полосы пропускания, линейность ФЧХ. Все эти требования противоречивы, поэтому используется большое количество различных фильтров.

### Фильтр Баттерворта

Имеет равномерную АЧХ в полосе пропускания и быстрый спад за частотой среза.

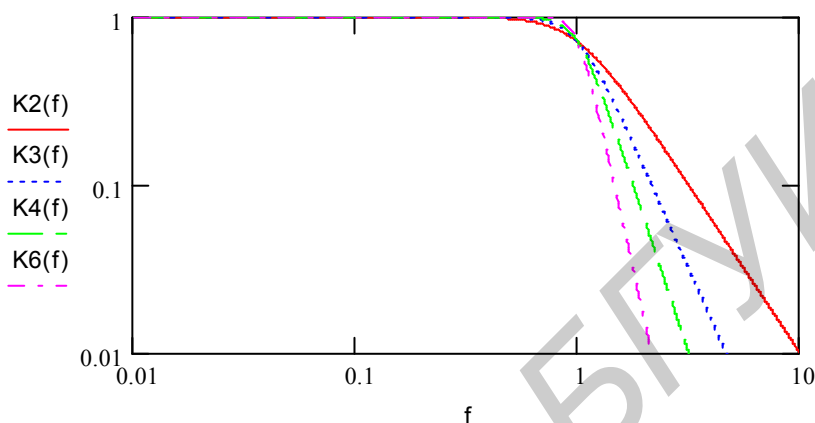


Рис. 4.17. АЧХ фильтра Баттерворта

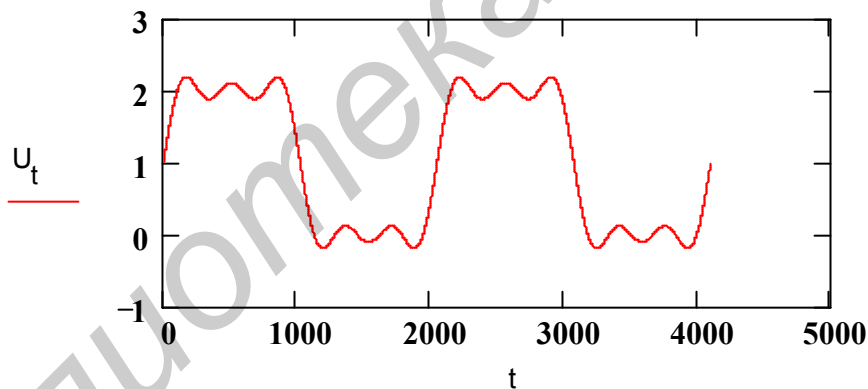


Рис. 4.18. Переходная характеристика фильтра Баттерворта

Недостатки:

- малая крутизна спада АЧХ за частотой среза;
- переходная характеристика имеет колебательный характер.

### Фильтр Чебышева

Имеет большую крутизну спада АЧХ за частотой среза.

Недостатки:

- волнообразный характер АЧХ в полосе пропускания;
- переходная характеристика хуже, чем у фильтра Баттерворта.

## Фильтр Бесселя

Имеет хорошую переходную характеристику и линейную ФЧХ.

Недостатки:

– малая крутизна спада АЧХ за частотой среза.

АЧХ всех фильтров определяется выражением (4.5). Значения коэффициентов  $a_i, b_i$  для выражения (4.5) приведены в табл. 4.1.

Схемы типовых звеньев ФНЧ и ФВЧ второго порядка приведены на рис. 4.16 и 4.17. Для расчета значений элементов выбранного типа фильтра из табл. 4.1 выбираются коэффициенты  $a_i, b_i$  и подставляются в выражения, приведенные ниже.

### 4.9. Расчет ФНЧ второго порядка

Значения параметров фильтра и его элементов могут быть определены в следующем порядке.

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1};$$
$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4C_1 C_2 (b_1 (1 - R_0))}}{4\pi f_q C_1 C_2};$$
$$R_1 = -\frac{R_2}{K_0};$$
$$R_3 = b_1 4\pi^2 f_q^2 C_1 C_2 R_2;$$
$$\frac{C_1}{C_2} \geq \frac{4b_1 (1 + |K_0|)}{a_1^2}.$$

Рассмотрим расчет ФВЧ второго порядка. Для фильтра с критическим затуханием и  $K(f = \infty) = 1$ :

$$R_1 = \frac{1}{\pi f_q C a_1}; \quad R_2 = \frac{a_1}{4\pi f_q C b_1}.$$

### 4.10. Фильтры нижних частот n-го порядка

Увеличение крутизны АЧХ обеспечивается применением фильтров более высокого порядка. Для этого последовательно соединяются фильтры первого и второго порядков. Следует учитывать, что последовательное соединение, например, двух фильтров Баттерворта второго порядка, не приведет к получению фильтра Баттерворта четвертого порядка. Результирующий фильтр будет иметь другую частоту среза и другую АЧХ. Поэтому необходимо задавать такие коэффициенты звеньев фильтра, чтобы результат перемножения их АЧХ соответствовал желаемому типу фильтра. Для этого коэффициенты фильтров первого и второго порядков  $a_i, b_i$  выбираются в соответствии с табл. 4.1.



#### 4.11. Фазовый фильтр

Фазовый фильтр имеет зависимость фазы от частоты при постоянном значении коэффициента передачи:

$$K(\omega) = const; \quad \varphi = f(\omega).$$

Коэффициент передачи фазового фильтра первого порядка равен

$$\dot{K}(P) = \frac{1 - PRC}{1 + PRC} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}.$$

ФЧХ фильтра может быть записана выражением  $\varphi(\omega) = -2\arctg(\omega RC)$ .

Время групповой задержки сигнала  $J_3 = 2RC$ .

Модуль коэффициента передачи  $|K(p)| = 1$ .

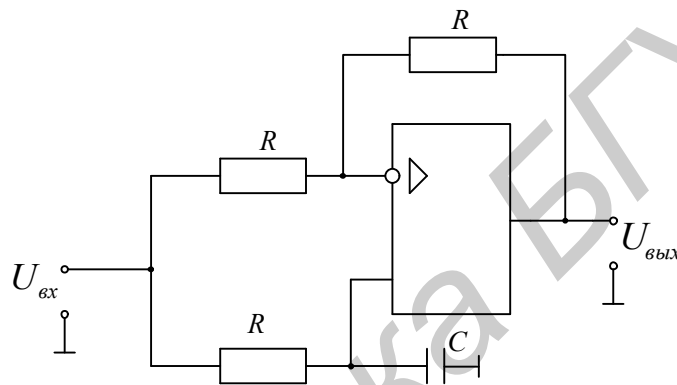


Рис. 4.18. Фазовый фильтр

В результате схемы ФНЧ и ФВЧ различных фильтров  $n$ -го порядка будут иметь одинаковый вид и отличаться только номиналами элементов.

Таблица 4.1

Значения коэффициентов фильтров различного типа

Коэффициенты фильтров различного типа					
п	i	$a_i$	$b_i$	$f_{gi}/f_g$	$Q_i$
Фильтр с критическим затуханием					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,2872	0,4142	1,000	0,50
3	1	0,5098	0,0000	1,961	–
	2	1,0197	0,2599	1,262	0,50
4	1	0,8700	0,1892	1,480	0,50
	2	0,8700	0,1892	1,480	0,50
5	1	0,3856	0,0000	2,593	–
	2	0,7712	0,1487	1,669	0,50
	3	0,7712	0,1487	1,669	0,50
6	1	0,6999	0,1225	1,839	0,50
	2	0,6999	0,1225	1,839	0,50
	3	0,6999	0,1225	1,839	0,50
7	1	0,3226	0,0000	3,100	–
	2	0,6453	0,1041	1,995	0,50
	3	0,6453	0,1041	1,995	0,50
	4	0,6453	0,1041	1,995	0,50
8	1	0,6017	0,0905	2,139	0,50
	2	0,6017	0,0905	2,139	0,50
	3	0,6017	0,0905	2,139	0,50
	4	0,6017	0,0905	2,139	0,50
9	1	0,2829	0,0000	3,534	–
	2	0,5659	0,0801	2,275	0,50
	3	0,5659	0,0801	2,275	0,50
	4	0,5659	0,0801	2,275	0,50
	5	0,5659	0,0801	2,275	0,50
10	1	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	2	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	3	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	4	0,5358	0,0718	2,402	0,50
	5	0,5358	0,0718	2,402	0,50

Продолжение табл. 4.1

Коэффициенты фильтров различного типа					
n	i	$a_i$	$b_i$	$f_{gi}/f_g$	$Q_i$
Фильтр Бесселя					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3617	0,6180	1,000	0,58
3	1	0,7560	0,0000	1,323	–
	2	0,9996	0,4772	1,414	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,978	0,52
	2	0,7743	0,3890	1,797	0,81
5	1	0,6656	0,0000	1,502	–
	2	1,1402	0,4128	1,184	0,56
	3	0,6216	0,3245	2,138	0,92
6	1	1,2217	0,3887	1,063	0,51
	2	0,9686	0,3505	1,431	0,61
	3	0,5131	0,2756	2,447	1,02
7	1	0,5937	0,0000	1,684	–
	2	1,0944	0,3395	1,207	0,53
	3	0,8304	0,3011	1,695	0,66
	4	0,4332	0,2381	2,731	1,13
8	1	1,1112	0,3162	1,164	0,51
	2	0,9754	0,2979	1,381	0,56
	3	0,7202	0,2621	1,963	0,71
	4	0,3728	0,2087	2,992	1,23
9	1	0,5386	0,0000	1,857	–
	2	1,0244	0,2834	1,277	0,52
	3	0,8710	0,2636	1,574	0,59
	4	0,6320	0,2311	2,226	0,76
	5	0,3257	0,1854	3,237	1,32
10	1	1,0215	0,2650	1,264	0,5
	2	0,9393	0,2549	1,412	0,54
	3	0,7815	0,2351	1,780	0,62
	4	0,5064	0,2059	2,479	0,81
	5	0,2883	0,1665	3,466	1,42

Продолжение табл. 4.1

Коэффициенты фильтров различного типа					
n	i	$a_i$	$b_i$	$f_{gi}/f_g$	$Q_i$
Фильтр Баттерфорда					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	---
2	1	1,4142	1,0000	1,000	0,71
3	1	1,0000	0,0000	1,000	---
	2	1,0000	1,0000	1,272	1,00
4	1	1,8478	1,0000	0,719	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,390	1,31
5	1	1,0000	0,0000	1,000	---
	2	1,6180	1,0000	0,859	0,62
	3	0,6180	1,0000	1,448	1,62
6	1	1,9319	1,0000	0,676	0,52
	2	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	3	0,5176	1,0000	1,479	1,93
7	1	1,0000	0,0000	1,000	---
	2	1,8019	1,0000	0,745	0,55
	3	1,2470	1,0000	1,117	0,80
	4	0,4450	1,0000	1,499	2,25
8	1	1,9616	1,0000	0,661	0,51
	2	1,6629	1,0000	0,829	0,60
	3	1,1111	1,0000	1,206	0,90
	4	0,3902	1,0000	1,512	2,56
9	1	1,0000	0,0000	1,000	---
	2	1,8794	1,0000	0,703	0,53
	3	1,5321	1,0000	0,917	0,65
	4	1,0000	1,0000	1,272	1,00
	5	0,3473	1,0000	1,521	2,88
10	1	1,9754	1,0000	0,655	0,51
	2	1,7820	1,0000	0,756	0,56
	3	1,4142	1,0000	1,000	0,71
	4	0,9080	1,0000	1,322	1,10
	5	0,3129	1,0000	1,527	3,20

Окончание табл. 4.1

Коэффициенты фильтров различного типа					
n	i	$a_i$	$b_i$	$f_{gi}/f_g$	$Q_i$
Фильтр Чебышева с неравномерностью 1 дБ					
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3022	1,5515	1,000	0,96
3	1	2,2156	0,0000	0,451	–
	2	0,5442	1,2057	1,353	2,02
4	1	2,5904	4,1301	0,540	0,78
	2	0,3039	1,1697	1,417	3,56
5	1	3,5711	0,0000	0,280	–
	2	1,1280	2,4896	0,894	1,40
	3	0,1872	1,0814	1,486	5,56
6	1	3,8437	8,5529	0,366	0,76
	2	0,6292	1,9124	1,082	2,20
	3	0,1296	1,0766	1,493	8,00
7	1	4,9520	0,0000	0,202	–
	2	1,6338	4,4899	0,655	1,30
	3	0,3987	1,5834	1,213	3,16
	4	0,0937	1,0423	1,520	10,90
8	1	5,1019	14,7608	0,276	0,75
	2	0,8916	3,0426	0,849	1,96
	3	0,2806	1,4334	1,285	4,27
	4	0,0717	1,0432	1,520	14,24
9	1	6,3415	0,0000	0,158	–
	2	2,1252	7,1711	0,514	1,26
	3	0,5624	2,3278	0,994	2,71
	4	0,2076	1,3166	1,346	5,53
	5	0,0562	1,0258	1,533	18,03
10	1	6,3634	22,7468	0,221	0,75
	2	1,1399	4,5167	0,694	1,86
	3	0,3939	1,9665	1,093	3,56
	4	0,1616	1,2569	1,381	6,94
	5	0,0455	1,0277	1,532	22,26

## 4.12. Полосовой фильтр второго порядка

Схема активного полосового фильтра второго порядка приведена на рис. 4.19.

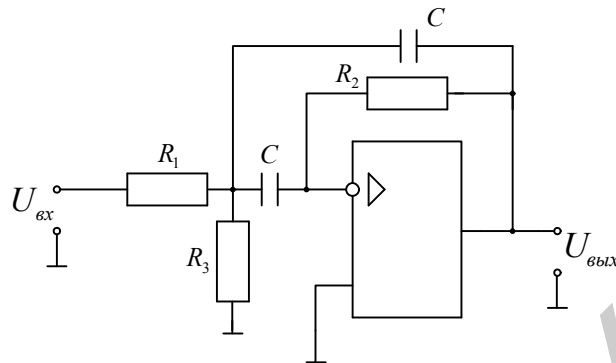


Рис. 4.19. Полосовой фильтр

Для резонансной частоты  $f_0$ , добротности  $Q$ , и модуля коэффициента передачи на резонансной частоте  $K_0$ , параметры фильтра и номиналы определяются выражениями:

$$|K_0| = \frac{R_2}{2R_1}; \quad Q = \pi R_2 C f_0; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}; \quad R_2 = \frac{Q}{2\pi f_0 C}; \quad R_1 = \frac{R_2}{2K_0}; \quad R_3 = \frac{K_0 R_1}{(2Q^2 - K_0)}.$$

Для построения фильтра необходимо, чтобы дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя был больше чем  $2Q^2$ .

## 5. ГЕНЕРАТОРЫ

### 5.1. Генераторы синусоидальных колебаний на LC-контуре

Простейшим методом формирования синусоидальных колебаний является компенсация потерь в LC контуре при помощи усилителя с положительной обратной связью (рис. 5.1).

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью определяется выражением

$$\dot{K}_j = \frac{\dot{K}_0}{1 - \dot{K}_0},$$

где  $\dot{K}$  – комплексный коэффициент передачи усилителя без обратной связи;  
 $j$  – комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи.

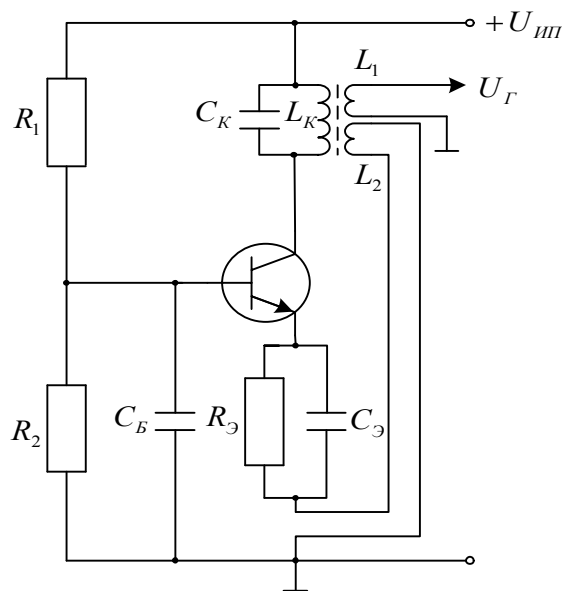


Рис. 5.1. Схема LC-генератора

Для выполнения условий генерации необходимо и достаточно выполнение условия

$$1 - j\dot{K} = 0$$

или

$$j\dot{K} = |jK|[\cos(\varphi_j + \varphi_K) + i\sin(\varphi_j + \varphi_K)] = 1 \quad (5.1)$$

Выражение (5.1) может быть представлено в следующем виде:

$|jK| = 1$  – условие баланса амплитуд;

$\varphi_j + \varphi_K = 2\pi n$  – условие баланса фаз.

Условие баланса амплитуд выполняется благодаря нелинейности амплитудной характеристики усилителя (рис. 5.2, 5.3).

При этом зависимость коэффициента передачи усилителя от амплитуды входного сигнала имеет вид, приведенный на рис. 5.3.

При глубине обратной связи  $j$  условие баланса амплитуд  $jK = 1$  будет выполняться для единственной точки 1, для которой входное напряжение на выходе цепи обратной связи (входе усилителя) равно  $U_{ex2}$  (см. рис. 5.2). При этом на выходе усилителя устанавливается амплитуда выходного генерируемого напряжения  $U_{Г1}$  (см. рис. 5.2). Увеличение глубины обратной связи до величины  $j_1$  приведет к увеличению амплитуды генерируемого сигнала до величины  $U_{Г2}$ , при которой увеличивается нелинейность амплитудной характеристики усилителя, что приводит к увеличению уровня нелинейных искажений в спектре выходного сигнала генератора.

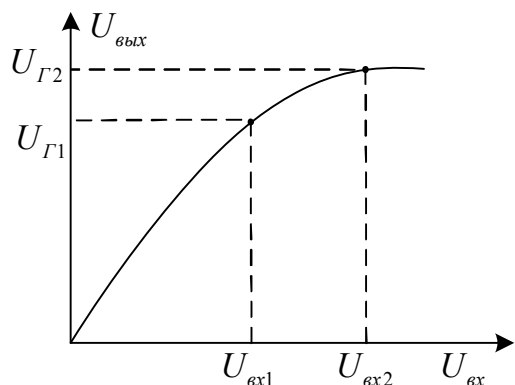


Рис. 5.2. Амплитудная характеристика

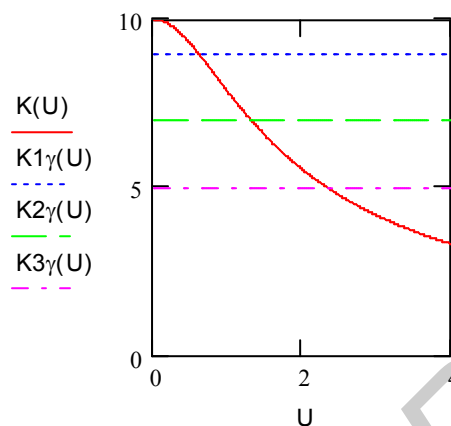


Рис. 5.3. Зависимость коэффициента передачи ( $K(U_{вх}) = U_{вых}/U_{вх}$ ) от амплитуды входного сигнала

Уменьшение глубины обратной связи приводит к режиму работы усилителя на более линейном участке АХ и уменьшению уровня нелинейных искажений. Обычно при воздействии дестабилизирующих факторов значение  $K$  может уменьшиться, что приведет к невыполнению условия  $j_3K = 1$  (см. рис. 5.3) и срыву генерации. Поэтому в генераторах выбирается компромисс между устойчивой работой генератора при воздействии различных дестабилизирующих факторов и уровнем нелинейных искажений выходного сигнала.

Выполнение условия баланса фаз определяет стабильность частоты генерируемого сигнала.

ФЧХ усилителя и цепи обратной связи обычно определяются кривыми, приведенными на рис. 5.4. В этом случае условие баланса фаз выполняется на частоте  $f = 1$ , при  $V_{yc} = 0$  ( $V_{yc}(f) + V_{oc}(f) = 0$ ).

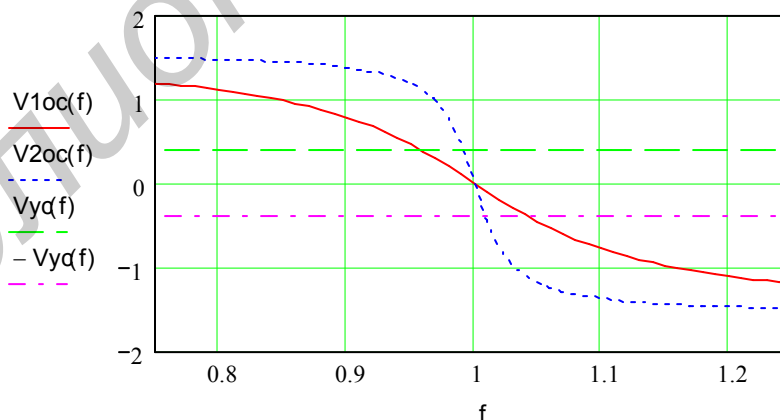


Рис. 5.4. ФЧХ усилителя и цепи обратной связи:

- ФЧХ цепи обратной связи при добротности контура 10;
- - - ФЧХ цепи обратной связи при добротности контура 50;
- - - ФЧХ усилителя при воздействии дестабилизирующих факторов

Предположим, что при воздействии дестабилизирующих факторов в усилителе возник сдвиг фаз  $V_{yc}$ . Для выполнения условия баланса фаз частота генера-



тора должна измениться и станет равной 1,01 при  $Q = 50$  и 1,05 при  $Q = 10$  (точки пересечения кривых  $V_{1oc}(f)$  и  $V_{2oc}(f)$  с прямой  $-V_{yc}(f)$ )

Недостатком схемы генератора, приведенной на рис. 5.1, является большое количество выводов катушек индуктивности, что нетехнологично. Поэтому в современной схемотехнике используется схема  $LC$ -генератора, приведенная на рис. 5.5.

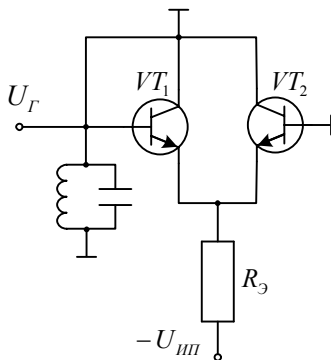


Рис. 5.5. Схема  $LC$ -генератора

Транзистор  $VT1$  включен по схеме с общим коллектором. Сдвиг фазы равен нулю. Транзистор  $VT2$  включено по схеме с общей базой. Сдвиг фазы также равен нулю. При выполнении условия баланса амплитуд в схеме возникают колебания самовозбуждения на резонансной частоте  $LC$ -контура.

Амплитуда колебаний в контуре не превышает 0,4 – 0,5 В, так как транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  работают при постоянной составляющей напряжения база–коллектор, равной нулю. При положительном напряжении на контуре более 0,5 В транзисторы переходят в режим насыщения.

## 5.2. Долговременная и кратковременная стабильность частоты генераторов

Воздействие внешних дестабилизирующих факторов и внутренних шумов активных приборов приводит к тому, что амплитуда и фаза выходного сигнала изменяются во времени:

$$\omega(t) = \omega_0 + A\omega_c(t);$$

$$U(t) = U_0 + AU_c(t),$$

где  $\omega_0$ ,  $U_0$  – частота и амплитуда идеального генератора;  $A\omega_c(t)$ ,  $AU_c(t)$  – случайные изменения частоты и амплитуды выходного сигнала генератора.

Различают медленные и быстрые изменения частоты выходного сигнала генератора:

$$\omega(t) = \omega_0 + A\omega(t) + \varepsilon(t)\omega_0,$$

где  $\omega(t)$  – быстрые изменения частоты выходного сигнала генератора;  $\varepsilon(t)$  – относительная (медленная) нестабильность частоты генератора за заданный период времени (час, сутки, месяц и т.п.).

Кратковременные изменения частоты рассматривают как паразитную шумовую частотную модуляцию выходного сигнала генератора, которая приводит к появлению в спектре выходного сигнала генератора частотно-импульсных спектральных составляющих с частотами  $f \pm df$ . В результате спектр сигнала, генерируемый генератором, состоит не из одной спектральной составляющей  $f_0$ , а из огромного количества шумовых спектральных составляющих. Типовая спектральная плотность частотных шумов генерируемого сигнала приведена на рис. 5.6. Видно, что при увеличении отстройки от частоты несущего колебания  $f = 1$  ГГц, спектральная плотность мощности ЧМ-шумов уменьшается. Кратковременная стабильность частоты определяется для определенного значения отстройки от частоты несущего колебания:

$$P_{\text{шчм дБ}} = 10 \log(p_{\text{шчм}}/dFP_{\Gamma}), \quad (5.2)$$

где  $p_{\text{шчм}}$  – мощность шумов в полосовом фильтре отстроенном от частоты несущего колебания на некоторую частоту (например 50 кГц) и имеющем полосу пропускания  $dF$  (АЧХ фильтра, приведенная на рис. 5.5 штриховой линией, имеет полосу пропускания  $dF = 0,00002$  ГГц, отстройку от несущей частоты  $0,000050$  ГГц);  $P_{\Gamma}$  – мощность генерируемого сигнала.

В данном случае мощность частотных шумов будет определяться в дБ/Гц, при отстройке от несущей частоты генератора на 20000 кГц. Спектр реального генератора имеет как частотные, так и амплитудные шумы, поэтому уровень частотных шумов генератора измеряют на выходе частотного детектора, а уровень амплитудных шумов генератора измеряют на выходе амплитудного детектора.

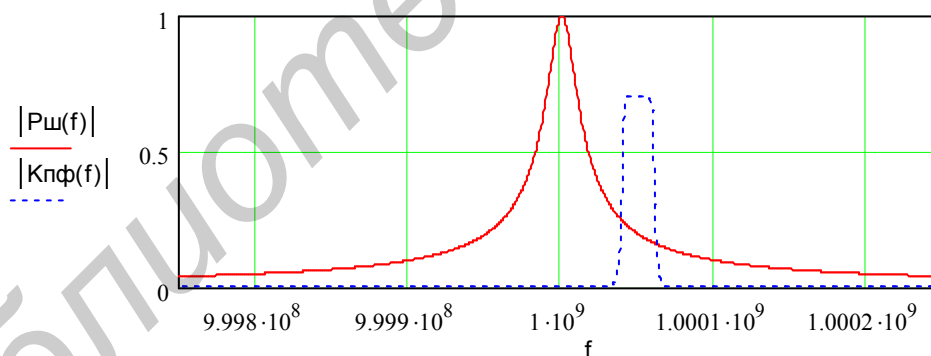


Рис. 5.6. Спектральная плотность частотных шумов генератора

### 5.3. Кварцевые генераторы

В кварцевых генераторах вместо  $LC$ -колебательного контура используется кварцевый резонатор. В кварцевом резонаторе используется механический резонанс кварцевой пластины. Кварц обладает свойством преобразования механических колебаний в электрические и наоборот. Поэтому эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора имеет вид, представленный на рис. 5.7. Добротность механического резонатора значительно выше, чем добротность

$LC$ -контура и составляет  $10^3-10^5$ , что позволяет обеспечить высокую крутизну ФЧХ.

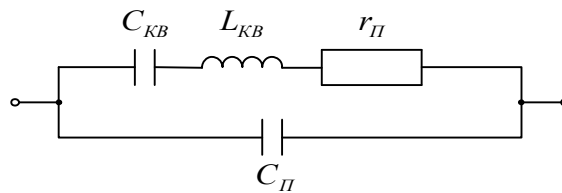


Рис.5.7. Эквивалентная схема кварцевого резонатора:  
 $L_{KB}$ ,  $C_{KB}$  – эквивалентные значения емкости и индуктивности кварца, обусловленные механическим резонансом;  $C_{П}$  – паразитная емкость выводов кварца и монтаж;  $r_{П}$  – сопротивление потерь

Из приведенной схемы видно, что она может иметь две резонансные частоты:

$$f_{KB} = f(L_{KB}, C_{KB}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{KB}C_{KB}}} \text{ – частота последовательного резонанса;}$$

$$f_{П} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}\sqrt{1 + \frac{C_{KB}}{C_{П}}}} \text{ – частота параллельного резонанса.}$$

Частота последовательного резонанса кварца  $f_{KB}$  зависит только от высокостабильных параметров  $L_{KB}$ ,  $C_{KB}$ , которые определяются частотой механического резонанса кварцевой пластины. Поэтому ФЧХ кварцевого резонатора на частоте последовательного резонанса имеет высокую крутизну и стабильность, что используется при построении кварцевых генераторов.

Частота параллельного резонанса определяется не только значениями  $L_{KB}$ ,  $C_{KB}$  но и нестабильным значением паразитной емкости  $C_{П}$ . Поэтому частота параллельного резонанса нестабильна и не используется при построении высокостабильных кварцевых генераторов.

Схема простейшего кварцевого генератора имеет вид, представленный на рис. 5.8.

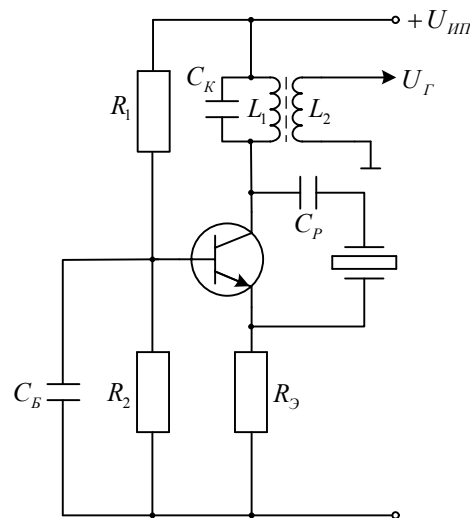


Рис. 5.8. Схема кварцевого генератора

Кварц включен в цепь обратной связи и на частоте последовательного резонанса (сопротивление последовательного резонансного контура мало  $R_{KB} = r_{II}$ ) часть энергии с выхода каскада (цепь коллектора) поступает на его вход (в цепь эмиттера), обеспечивая условия баланса амплитуд и баланса фаз.

Относительная нестабильность частоты простейших кварцевых генераторов составляет  $10^{-5}-10^{-6}$ .

Основной причиной нестабильности частоты кварцевых генераторов является изменение размеров кварцевой пластины при изменении температуры, что обусловлено коэффициентом линейного расширения кварцевой пластины. Поэтому для уменьшения относительной нестабильности частоты кварцевые генераторы помещают в термостат в котором поддерживается постоянное значение температуры. Это позволяет обеспечить значение относительной нестабильности частоты кварцевого генератора  $10^{-6}-10^{-8}$ .

#### 5.4. Атомный стандарт частоты

Рассмотрим принцип работы атомного стандарта частоты, использующего свойство атомов рубидия поглощать мощность проходящего светового потока при воздействии на атомы СВЧ-сигнала с частотой 6834, 685 МГц. Структурная схема атомного стандарта частоты приведена на рис. 5.9.

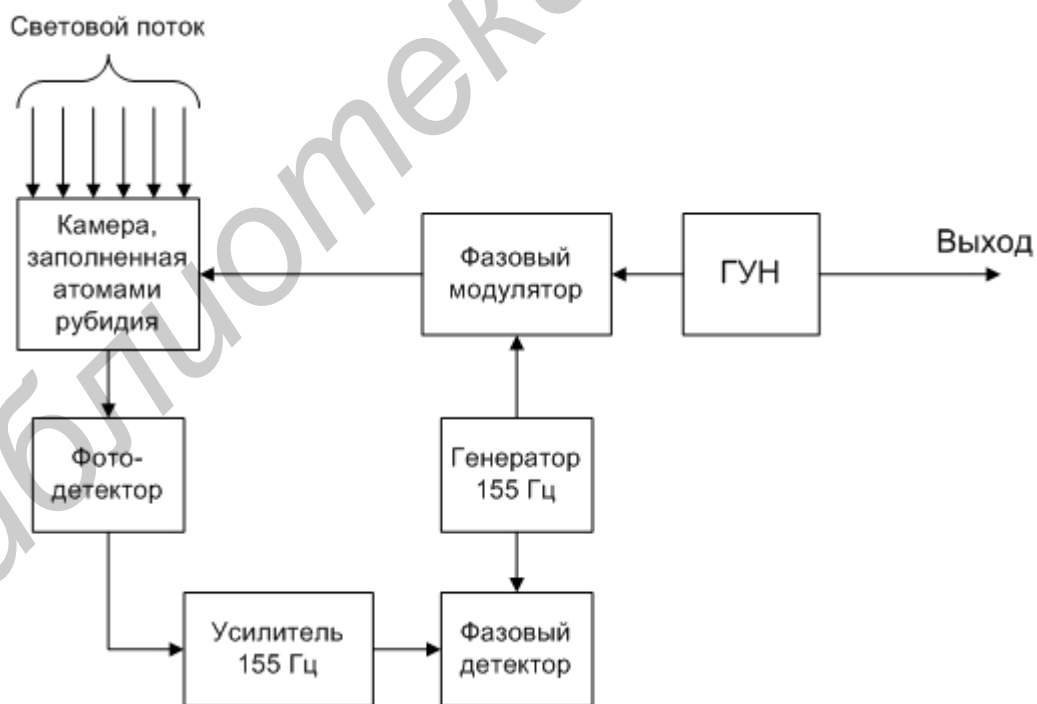


Рис. 5.9. Структурная схема атомного стандарта частоты

Сигнал генератора управляемого напряжением (ГУН) модулируется по фазе генератором синусоидального напряжения с частотой 115 Гц и поступает в

камеру с атомами рубидия. Сигнал ГУН на выходе фазового модулятора можно записать как

$$U_{\phi_m} = U \cdot \sin(2 \cdot \pi f_0 t + A \varphi_m \sin(2 \cdot \pi F t)), \quad (5.3)$$

где  $f_0$  – частота ГУН;  $F=155$  Гц – частота вспомогательного генератора.

Сигнал с фазовой модуляцией (1) может быть представлен как сигнал с частотной модуляцией, имеющий девиацию частоты  $df=A \varphi_m / 6,28F$ .

На рис. 5.10 приведена зависимость коэффициента прохождения светового потока через камеру от нормированной частоты СВЧ-сигнала (нормированная частота  $f = \frac{f_0}{6834,68}$ ). Из рисунка видно, что при частоте ГУН, равной частоте

атомного резонанса  $f = 1$ , световой поток поглощается атомами рубидия, поэтому напряжение на выходе фотодетектора будет стремиться к нулю.

Рассмотрим изменение мощности светового потока при положительном значении девиации частоты СВЧ сигнала ГУН. Предположим, что частота ГУН  $f_0$  меньше частоты атомного резонанса  $f_p = 1$ .

При  $f_0 < f_p$  (рис. 5.10, б) увеличение частоты приведёт к уменьшению амплитуды сигнала на выходе фотодетектора.

При  $f_0 > f_p$  (рис. 5.10, в) увеличение частоты сигнала приведёт к увеличению амплитуды сигнала на выходе фотодетектора. При синусоидальной частотной модуляции СВЧ сигнала частотой 155 Гц мощность светового потока будет модулирована по интенсивности частотой 155 Гц. В зависимости от расстройки частоты ГУН относительно частоты атомного резонанса ( $f_{ГУН} > f_p$  или  $f_{ГУН} < f_p$ ) фаза амплитудной модуляции светового потока будет изменяться на  $180^\circ$ . Выходной сигнал фотодетектора усиливается полосовым усилителем с резонансной частотой 155 Гц и поступает на фазовый детектор, на выходе которого формируется сигнал ошибки. Сигнал ошибки поступает на ГУН и изменяет его частоту таким образом, чтобы обеспечить значение сигнала ошибки равное нулю. При  $f_0 < f_p$  сигнал ошибки увеличивает частоту СВЧ генератора, при  $f_0 > f_p$  – уменьшает. При  $f_0 = f_p$  сигнал ошибки равен нулю. Очень высокая крутизна и стабильность АЧХ атомного резонанса позволяет обеспечить значение относительной нестабильности частота  $10^{-11} - 10^{-13}$ .

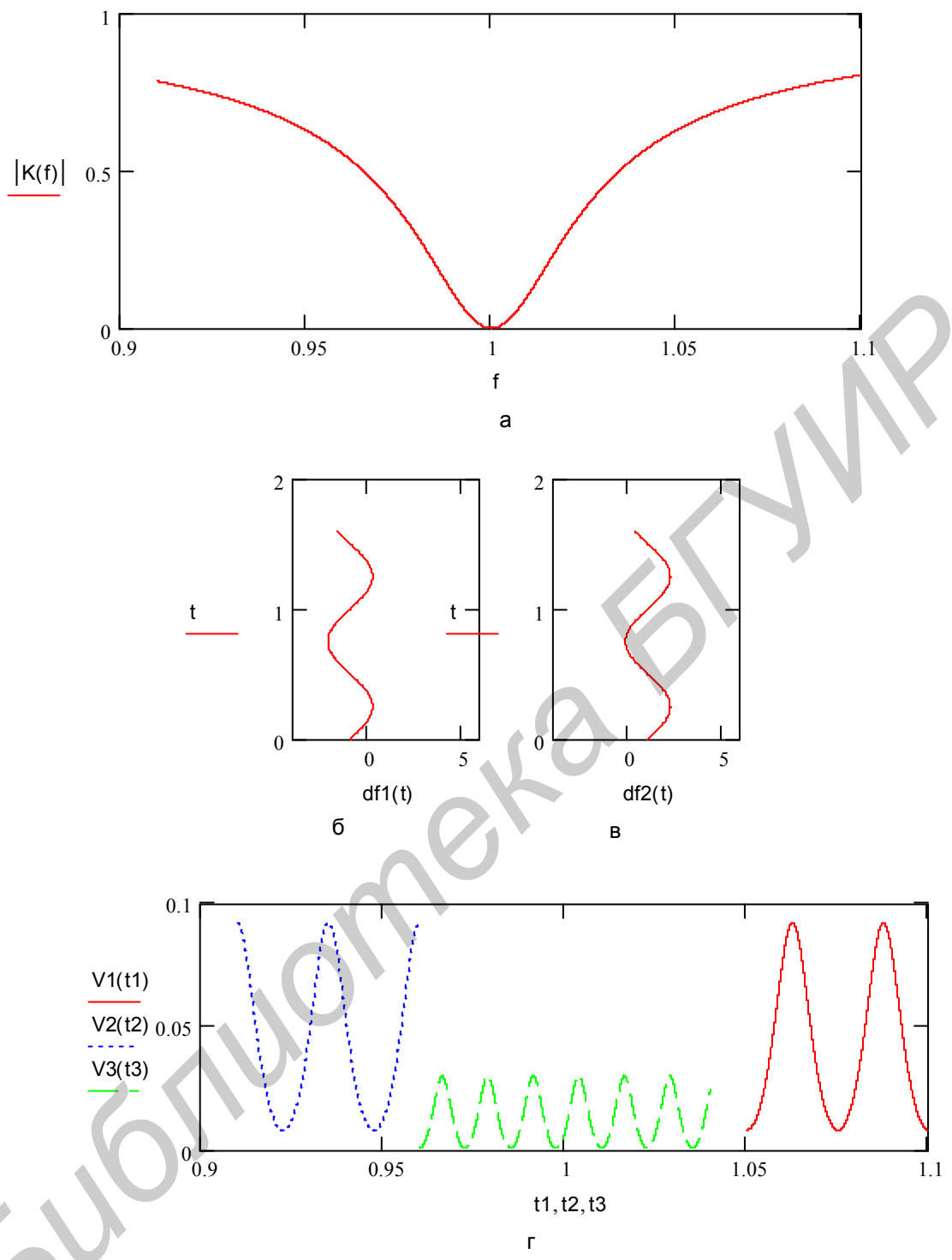


Рис. 5.10. Преобразование частотной модуляции ГУН в амплитудную модуляцию светового потока

## 5.5. RC-генераторы синусоидальных сигналов

Наибольшее распространение получили RC-генераторы с мостом Вина–Робинсона. Достоинством моста Вина–Робинсона является возможность обеспечения высокой крутизны ФЧХ. Схема моста Вина–Робинсона приведена на рис. 5.11.

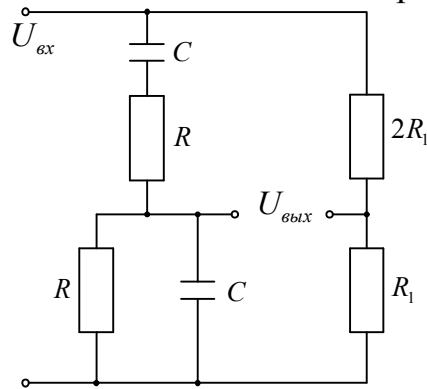


Рис. 5.11. Схема моста Вина–Робинсона

На рис. 5.12, 5.13 приведены АЧХ и ФЧХ моста Вина–Робинсона.

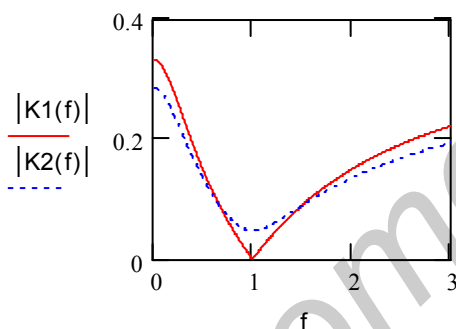


Рис. 5.12. АЧХ моста Вина–Робинсона:

— сбалансированный мост;  
 ---- разбалансированный мост

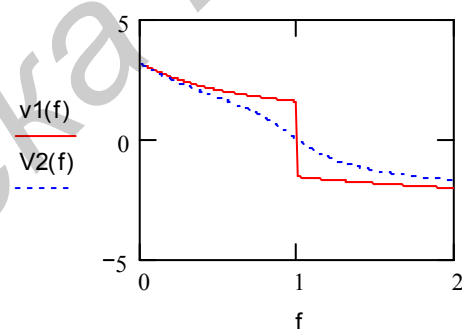


Рис. 5.13. ФЧХ моста Вина–Робинсона:

— сбалансированный мост;  
 ---- разбалансированный мост

Видно, что на резонансной частоте  $f=1$  ФЧХ имеет разрыв, т.е. крутизна ФЧХ  $\frac{\partial \varphi}{\partial \omega} = \infty$ . Однако значение коэффициента передачи на частоте  $f=1$  равно 0, что не позволяет использовать сбалансированный мост Вина–Робинсона в цепи обратной связи генератора. Поэтому в генераторах используется расстроенный мост. Например, вместо резистора  $R_1$  устанавливается резистор  $R_1 + \Delta R$ . АЧХ и ФЧХ несбалансированного моста Вина–Робинсона показаны на рисунке штриховой линией. Видно, что на частоте  $f=1$  значение  $|K(f)| \neq 0$ , крутизна ФЧХ уменьшается, но при малых расстройках остается достаточно высокой, что позволяет обеспечить высокую стабильность частоты генератора.

Схема генератора с мостом Вина–Робинсона приведена на рис. 5.14.

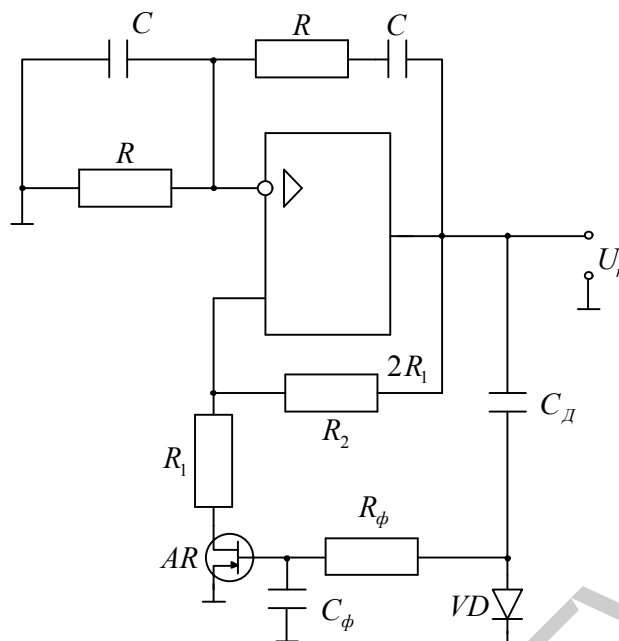


Рис. 5.14. Схема генератора с мостом Вина–Робинсона

Входы ОУ включены в диагональ моста. Полевой транзистор используется в качестве резистора, сопротивление которого зависит от напряжения затвор–исток  $U_{зи}$ .

$$R_{СИ} = \frac{R_{\min}}{1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.отс}}},$$

где  $R_{\min}$  – сопротивление канала при  $U_{зи} = 0$   $R_{\min} = 5 - 50$  Ом;

$U_{зи.отс}$  – напряжение затвор–исток, при котором канал полевого транзистора перекрывается.

Напряжение затвор–исток поступает с детектора, выполненного на  $C_d$ , VD и пропорционально амплитуде сигнала на выходе генератора. Фильтр нижних частот, выполненный на  $R_\phi$ ,  $C_\phi$ , предотвращает поступление спектральных составляющих частоты генератора и его гармоник на вход полевого транзистора, пропуская только постоянную составляющую сигнала с выхода детектора.

В момент включения генератора амплитуда сигнала на выходе генератора равна нулю, напряжение затвор–исток полевого транзистора равно нулю, сопротивление полевого транзистора мало, мост Вина–Робинсона расстроен, коэффициент передачи моста большой, условия баланса амплитуд выполняется и на выходе генератора возникают колебания самовозбуждения, амплитуда которых увеличивается и стремится к стационарному значению  $U_r$ . На выходе амплитудного детектора возникает постоянная составляющая напряжения, пропорциональная амплитуде выходного генерируемого сигнала. Полевой транзистор закрывается, мост Вина–Робинсона балансируется, коэффициент передачи моста уменьшается, что приводит к уменьшению стационарного значения ам-



плитуды генерируемого сигнала, малому уровню нелинейных искажений и высокой стабильности частоты выходного сигнала генератора. При воздействии дестабилизирующих факторов значение коэффициента передачи моста изменяется таким образом, чтобы амплитуда генерируемых колебаний оставалась стабильной. Большая крутизна ФЧХ моста Вина–Робинсона позволяет обеспечить высокую стабильность частоты генерируемого сигнала.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Баева Н.И. Многоканальная связь и РРЛ: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1988. – 312 с.
2. Радиорелейные и спутниковые системы передачи. Учебник для вузов/ А.С. Немировский и др.; Под ред. А.С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986. – 364 с.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство; Пер. с нем. – М.: Мир, 1983. – 512с.
4. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов.- 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983.- 264с.
5. Немировский А.С., Рыжков Е.В. Системы связи и радиорелейные линии: Учебник для электротехн. институтов связи. – М.: Связь, 1980. – 432 с.

Учебное издание

**Корневский Святослав Александрович**

**МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ**

**Методическое пособие**

для студентов специальностей

«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»,

«Многоканальные системы телекоммуникаций»

всех форм обучения

Редактор Е.Н. Батурчик

---

Подписано в печать 21.02.2006.  
Гарнитура «Таймс».  
Уч.-изд. л. 2,5.

Формат 60x84 1/16.  
Печать ризографическая.  
Тираж 150 экз.

Бумага офсетная.  
Усл. печ. л. 3,14.  
Заказ 247.

---

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»  
Лицензия на осуществление издательской деятельности №02330/0056964 от 01.04.2004.  
Лицензия на осуществление полиграфической деятельности №02330/0131518 от 30.04.2004.  
220013, Минск, П. Бровки, 6