

Задача 1

На вход резонансного усилителя подается ЧМ-колебание вида $U_{\text{чМ}}(t) = U_m \cos(2\pi f_n t + \beta \sin 2\pi F_M t)$.

По приведенным данным рассчитать колебательный контур, обеспечивающий прохождение заданного сигнала без искажений, если заданы средняя частота f_n , девиация Δf и индекс модуляции β . При этом предполагается, что средняя частота ЧМ-колебания совпадает с резонансной частотой контура, т.е. $f_n = f_k$. Определить добротность, сопротивление потерь в контуре. Рассчитать и построить спектр и векторную диаграмму выходного сигнала.

Как изменится спектр выходного сигнала, если $f_n \neq f_k$ и абсолютная расстройка $\Delta = f_n - f_k$? Построить (качественно) спектр и векторную диаграмму для указанной расстройки.

Данные:

$U_m = 2$ В – амплитуда несущего колебания;

$f_n = 0.5$ МГц – частота несущего колебания;

$F_M = 8$ кГц – частота модулирующего сигнала;

$\beta = 3.0$ – индекс угловой модуляции;

$C = 390$ пФ – емкость контура;

$\Delta = 6$ кГц – абсолютная расстройка.

Решение

Схема усилителя на биполярном транзисторе представлена на рисунке 1.

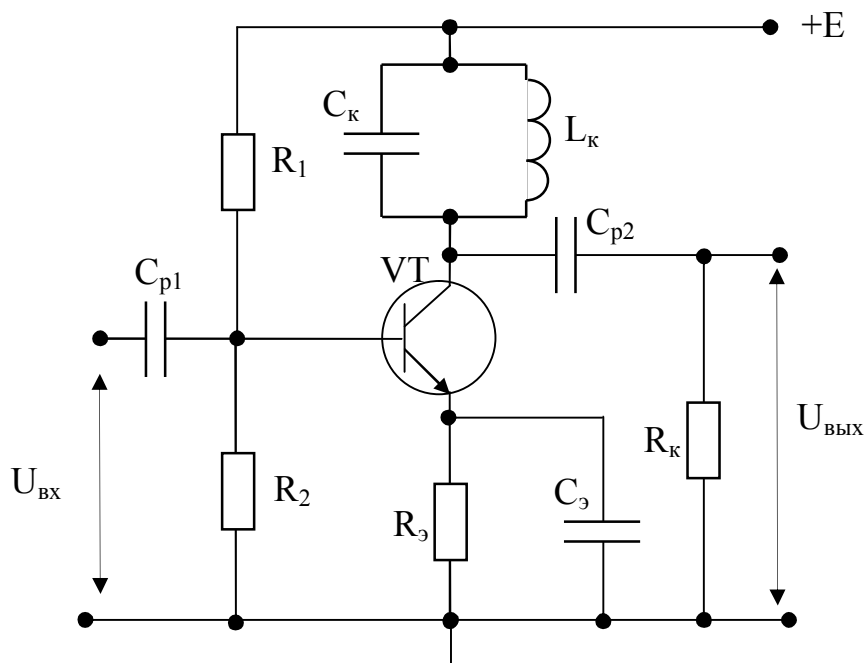


Рис. 1. Схема резонансного усилителя

2. Аналитическое выражение для входного сигнала имеет вид

$$U_{\text{чМ}}(t) = U_m \cos(2\pi f_n t + \beta \sin 2\pi F_M t).$$

С помощью математических преобразований данное выражение преобразуется к виду:

$$U_{\text{чМ}}(t) = U_m [J_0(\beta) \sin 2\pi f_n t + J_1(\beta) \sin 2\pi(f_n + F_M)t - J_1(\beta) \sin 2\pi(f_n - F_M)t + J_2(\beta) \sin 2\pi(f_n + 2F_M)t + J_2(\beta) \sin 2\pi(f_n - 2F_M)t + J_3(\beta) \sin 2\pi(f_n + 3F_M)t - J_3(\beta) \sin 2\pi(f_n - 3F_M)t + \dots] \quad (1)$$

Выражение (1) содержит несколько слагаемых – гармонических составляющих. Графики функций Бесселя первого рода приведены на рисунке 2.

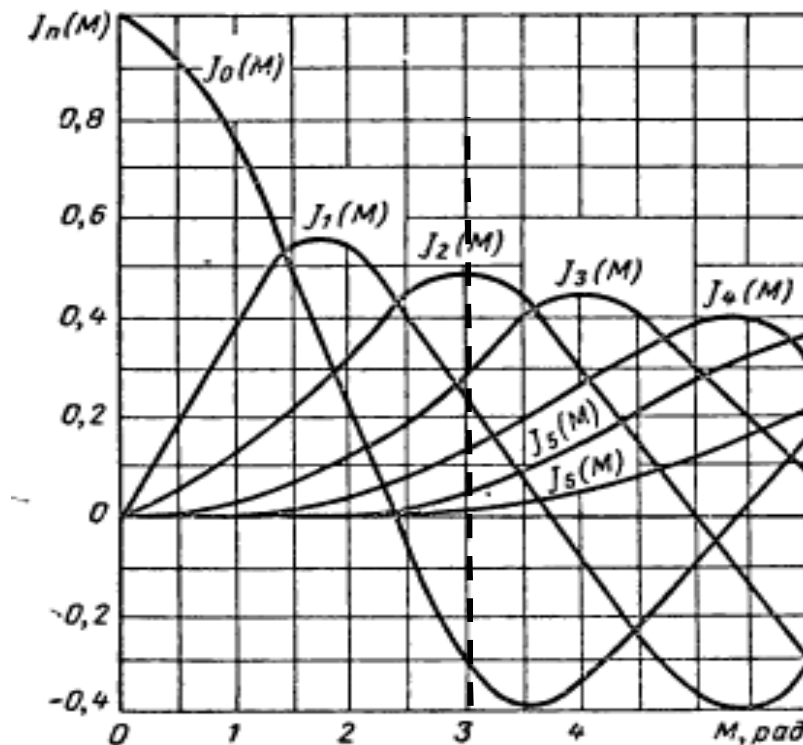


Рис. 2. Графики функций Бесселя

Исходя из рисунка 2, для разложения заданного сигнала в виде (1) требуется учет гармонических составляющих выражения (1) с коэффициентами от J_0 до J_4 включительно.

По рисунку 2 определим значения первых пяти функций Бесселя для индекса угловой модуляции $\beta=3$:

$$J_0(\beta) = J_0(3) = -0.260,$$

$$J_1(\beta) = J_1(3) = 0.339,$$

$$J_2(\beta) = J_2(3) = 0.486,$$

$$J_3(\beta) = J_3(3) = 0.309,$$

$$J_4(\beta) = J_4(3) = 0.132.$$

Тогда значения амплитуд гармонических составляющих (с учетом знака) равны

$$A_0 = U_m \cdot J_0(\beta) = 2 \cdot (-0.260) = -0.520 \text{ (В)},$$

$$A_1 = U_m \cdot J_1(\beta) = 0.678 \text{ (В)},$$

$$A_2 = U_m \cdot J_2(\beta) = 0.972 \text{ (В)},$$

$$A_3 = U_m \cdot J_3(\beta) = 0.618 \text{ (В)},$$

$$A_4 = U_m \cdot J_4(\beta) = 0.264 \text{ (В)}.$$

Амплитуды гармоник $S_{\text{пвх}} = |A_n|$ запишем в таблицу 1.

Частоты гармоник равны

$$f_0 = f_n = 500 \text{ (кГц)},$$

$$f_1 = f_n + F_m = 500 + 8 = 508 \text{ (кГц)},$$

$$f_{-1} = f_n - F_m = 500 - 8 = 492 \text{ (кГц)},$$

$$f_2 = f_n + 2F_m = 500 + 16 = 516 \text{ (кГц)},$$

$$f_{-2} = f_n - 2F_m = 500 - 16 = 484 \text{ (кГц)},$$

$$f_3 = f_n + 3F_m = 500 + 24 = 524 \text{ (кГц)},$$

$$f_{-3} = f_n - 3F_m = 500 - 24 = 476 \text{ (кГц)},$$

$$f_4 = f_n + 4F_m = 500 + 32 = 532 \text{ (кГц)},$$

$$f_{-4} = f_n - 4F_m = 500 - 32 = 468 \text{ (кГц)}.$$

Таблица 1

f, кГц	468	476	484	492	500	508	516	524	532
$S_{\text{пвх}} = A_n $, В	0.264	0.618	0.972	0.678	0.52	0.678	0.972	0.618	0.264
K(f)	5.524	6.25	6.988	7.579	7.813	7.579	6.988	6.25	5.524
$S_{\text{п вых}}$, мВ	1.458	3.863	6.792	5.139	4.063	5.139	6.792	3.862	1.458

Резонансный усилитель имеет высокочастотный выходной контур, поэтому основным параметром является значение передаточной функции усилителя на частотах, близких к резонансной частоте f_n . В этом случае передаточная характеристика имеет вид [1], 5.65:

$$K(jf) \approx -K_y \frac{1}{1 + j \frac{2(f - f_0)}{f_0} Q_3}.$$

Выражение для АЧХ найдём, взяв модуль данного выражения

$$K(f) \approx \frac{K_y}{\sqrt{1 + \left(Q_3 \frac{2(f - f_n)}{f_0} \right)^2}} = \frac{K_y}{\sqrt{1 + \left(Q_3 \frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}}, \quad (2)$$

где $\frac{\Delta f}{f_0}$ – относительная расстройка.

Будем считать, что для прохождения заданного сигнала без искажений ширина спектра сигнала должна быть равна ширине полосы пропускания резонансного усилителя или ширине полосы пропускания его самого узкополосного узла – колебательного контура.

Ширина спектра сигнала равна

$$\Delta f_c = f_4 - f_{-4} = 64 \text{ (кГц)}.$$

Полоса пропускания контура по уровню $0.707K_0$ определяется так

$$\Delta f_{\text{пр}} = \frac{f_{\text{н}}}{Q_{\text{э}}}.$$

Из равенства $\Delta f_{\text{с}} = \Delta f_{\text{пр}}$ эквивалентная добротность контура равна

$$Q_{\text{э}} = \frac{f_{\text{н}}}{\Delta f_{\text{с}}} = \frac{500}{64} = 7.81.$$

Определим параметры колебательного контура

- индуктивность $L \approx \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{н}}^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 0.5 \cdot 10^6 \cdot 390 \cdot 10^{-12}} = 259.8 \text{ (мкГн)},$

- характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{259.8 \cdot 10^{-6}}{390 \cdot 10^{-12}}} = 816.2 \text{ (Ом)},$

- сопротивление потерь $R = \frac{\rho}{Q_{\text{э}}} = \frac{816.2}{7.81} = 104.5 \text{ (Ом)}.$

Так как собственный коэффициент усилителя не задан, примем его равным единице. Тогда в выражении (2) $K_y = Q_{\text{э}}.$

Результаты расчёта по формуле (2) снесём в таблицу 1.

Для определения АЧС сигнала на выходе цепи необходимо АЧС сигнала на входе цепи умножить на модуль комплексной передаточной функции:

$$S_{\text{вых}}(f) = K(f) \cdot S(f). \quad (3)$$

Спектр входного сигнала состоит из гармоник с известными амплитудами. Частоты этих гармоник известны. Рассчитанные амплитуды гармоник спектра на выходе усилителя запишем в таблицу 1.

Графики АЧС входного сигнала, АЧХ усилителя, АЧС выходного сигнала построенные по данным из таблицы 1, приведены на рисунке 3.

Графически спектр выходного сигнала можно получить, перемножив графики входного спектра и АЧХ усилителя.

Сравнение спектров входного и выходного сигнала указывает на относительное уменьшение амплитуды колебаний боковых частот относительно амплитуды колебания на несущей частоте. При этом уменьшается глубина модуляции выходного сигнала.

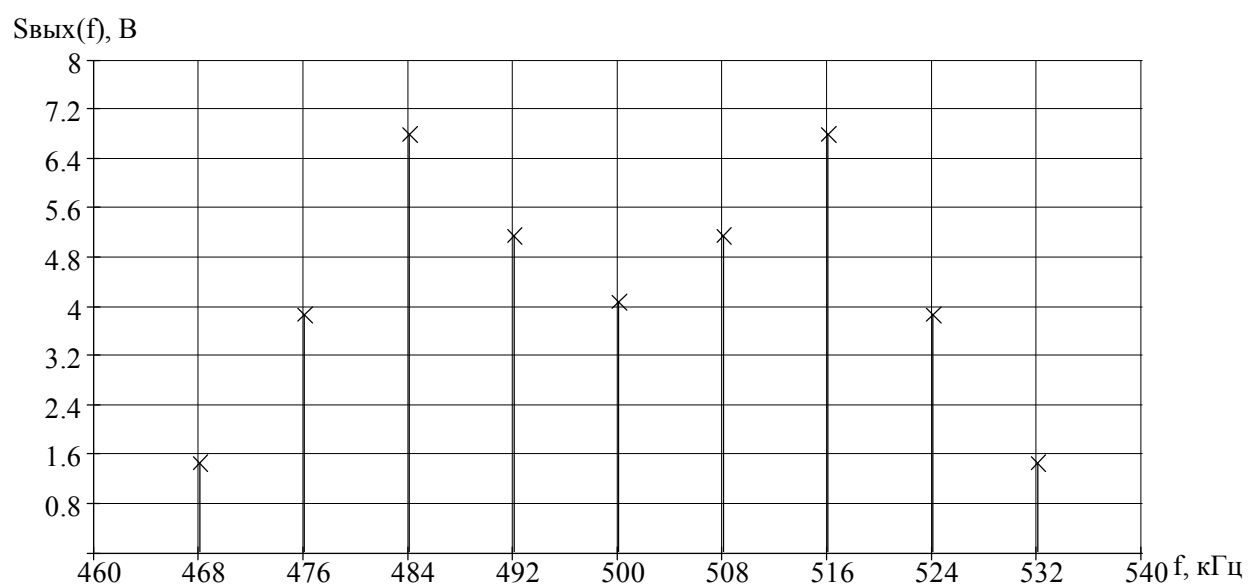
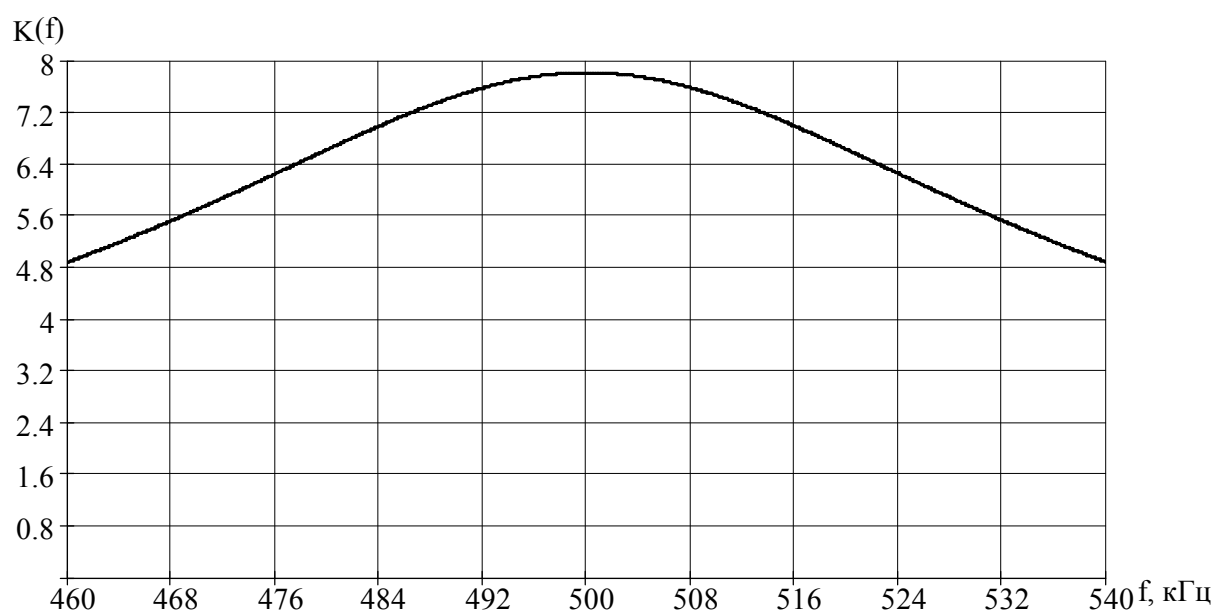
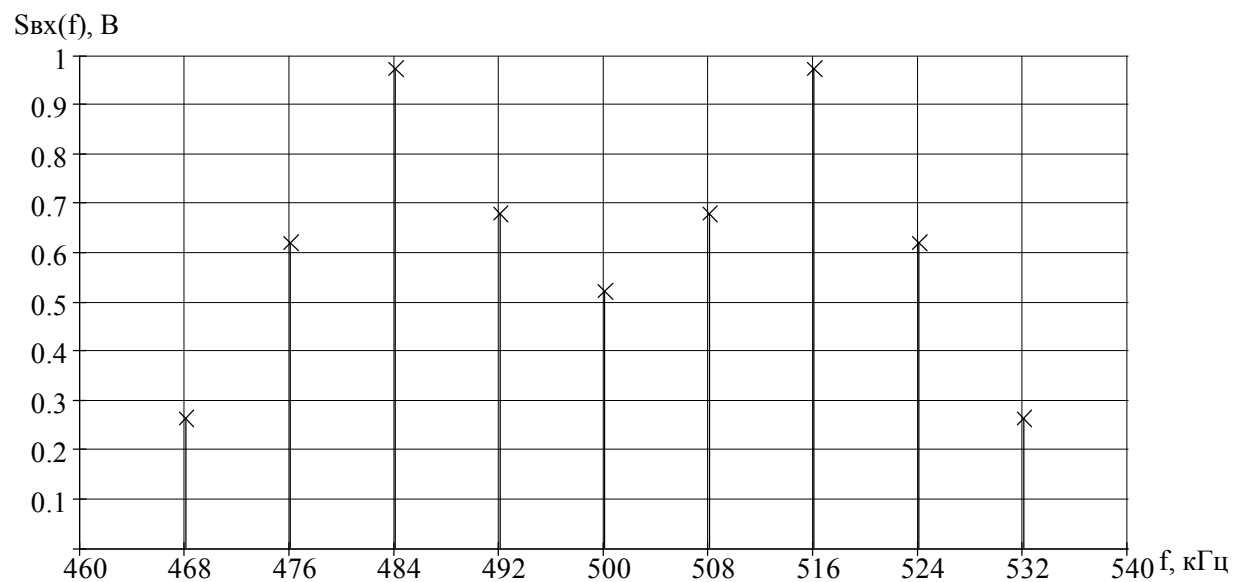


Рис. 3. Амплитудный спектр входного сигнала, АЧХ усилителя, амплитудный спектр выходного сигнала

На основании выражения (1) и значений таблицы (1) построим качественно векторную диаграмму колебания (рис. 4).

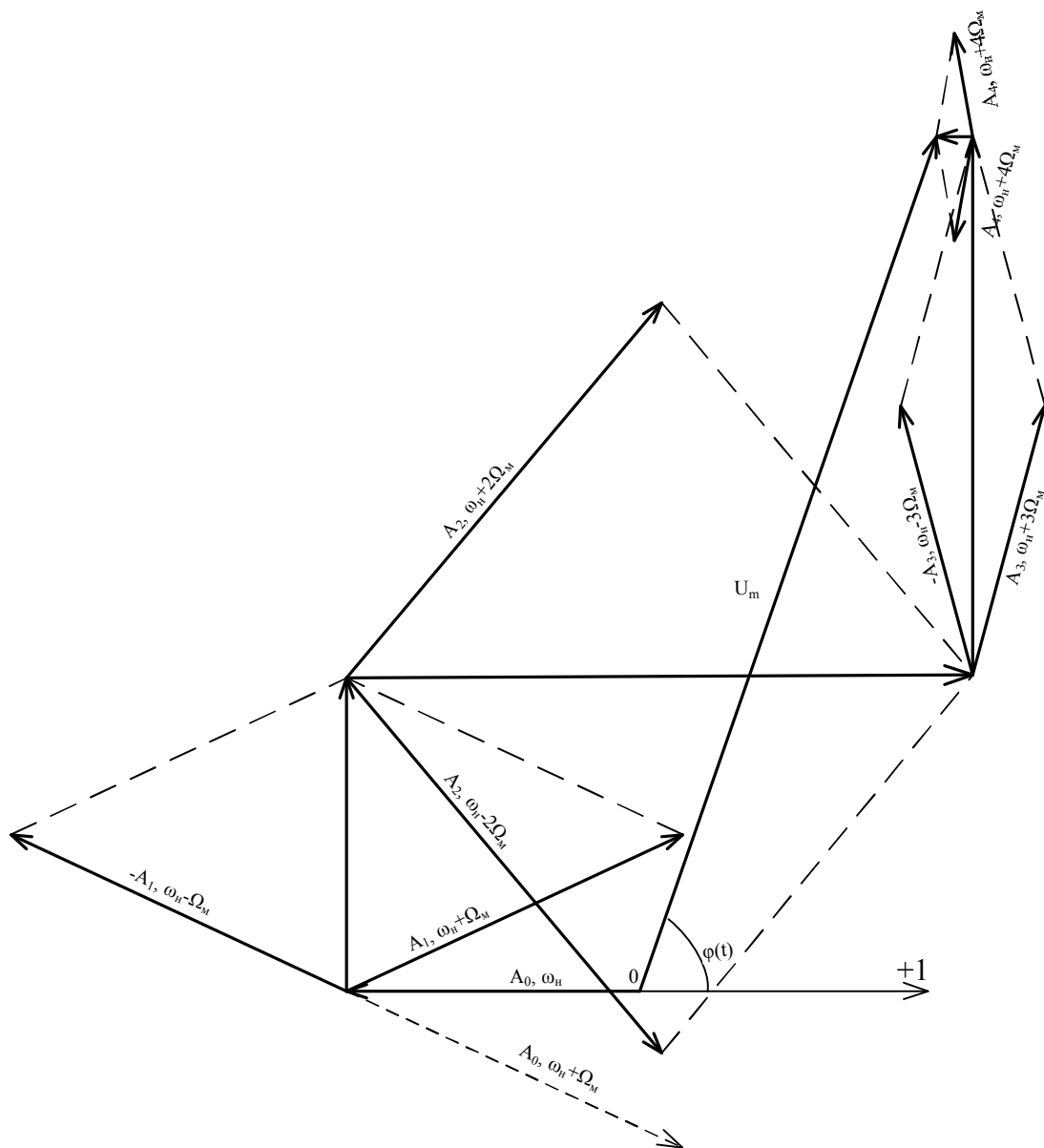


Рис. 4. Векторная диаграмма колебания

Если $f_n \neq f_k$, то спектр выходного изменится. При этом частота настройки контура $f_k = f_n - \Delta$ уменьшится, и в спектре выходного сигнала появится асимметрия (рис. 5). Аналогичная ассиметрия между парными гармониками будет наблюдаться и в векторной диаграмме (рис. 6).

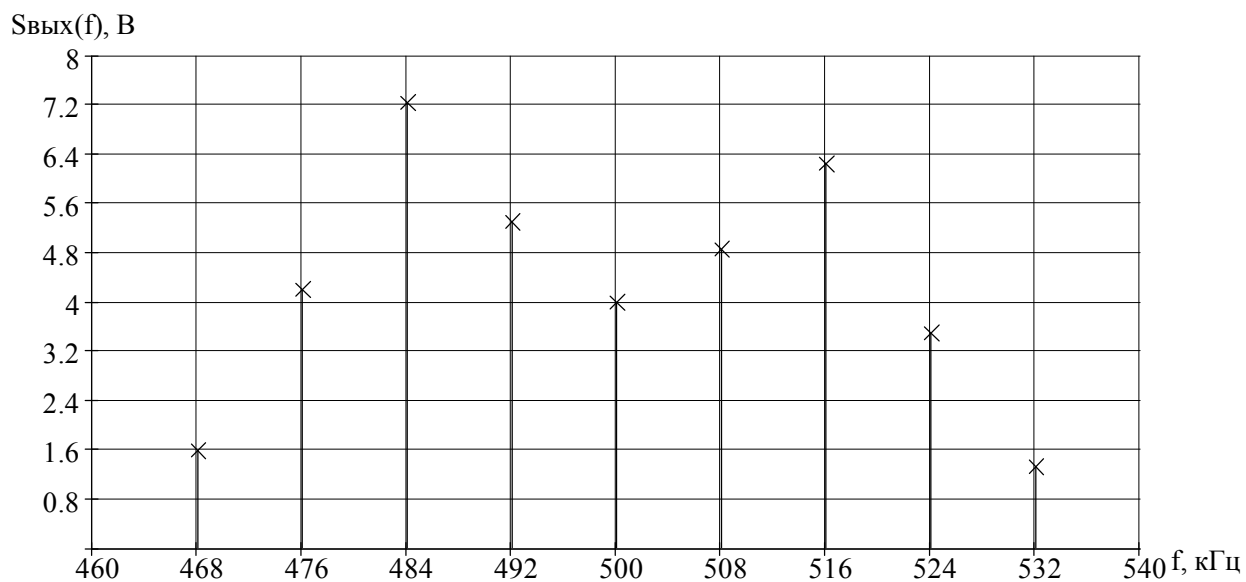


Рис. 5. Амплитудный спектр выходного сигнала при расстройке

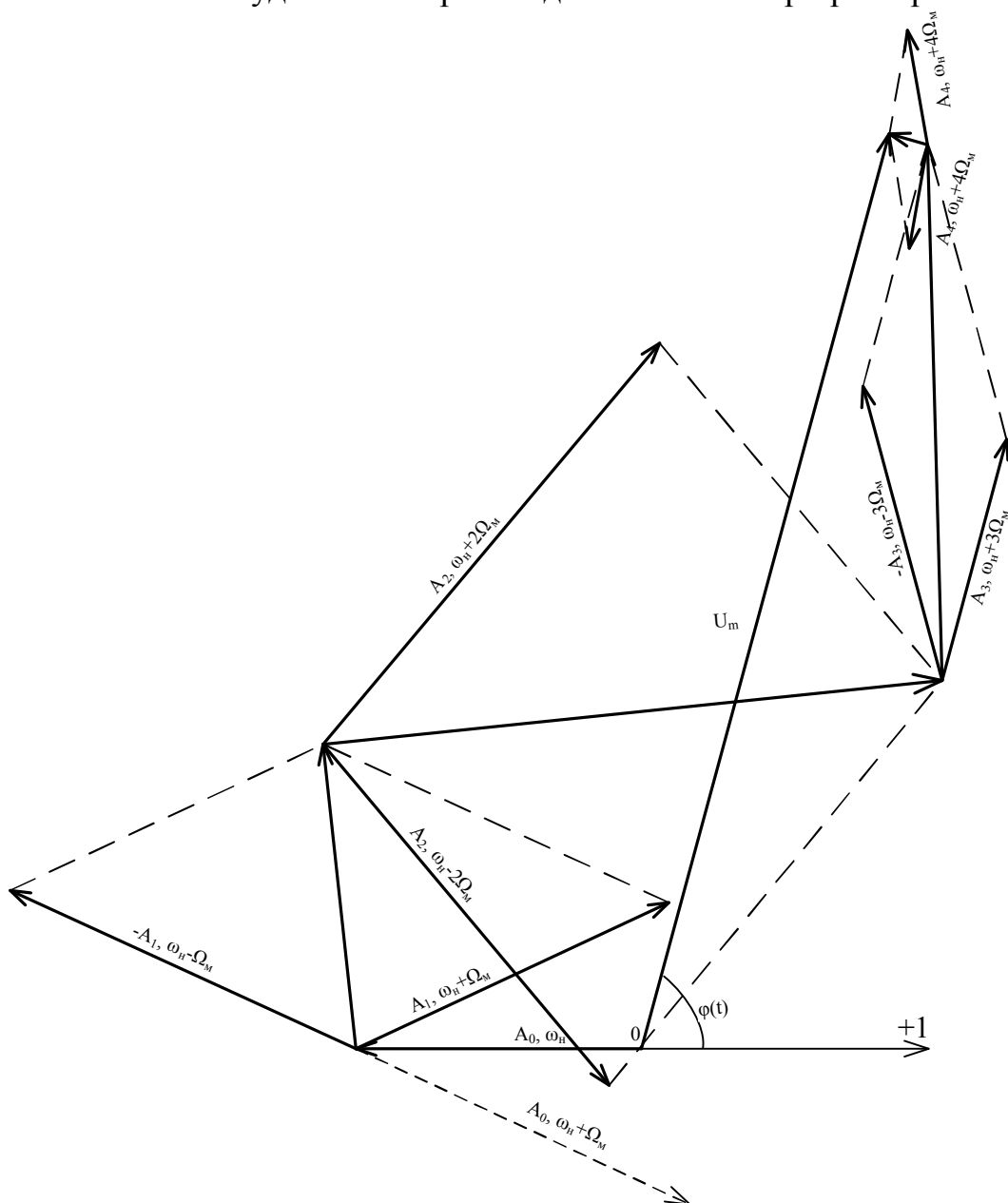


Рис. 6. Векторная диаграмма колебания при расстройке

Задача 2

Автогенератор с контуром в цепи коллектора и индуктивной связью генерирует колебания с частотой $f_0 = 1$ МГц. Добротность контура $Q = 50$, взаимная индуктивность $M = 5$ мкГн. Характеристика транзистора аппроксимируется полиномом третьей степени $i_k = 0.6 + 2u_c + 0.4u_c^2 - 0.2u_c^3$, мА. Выбрать величину смещения на базе транзистора для мягкого и жесткого режимов работы автогенератора и оценить амплитуды стационарных колебаний для этих режимов.

Решение

Характеристика транзистора аппроксимируется полиномом третьей степени $i_k = 0.6 + 2u_c + 0.4u_c^2 - 0.2u_c^3$, мА.

Напряжение, подаваемое на управляющий электрод транзистора, запишем в виде

$$u_c(t) = U_0 + u_{oc} \cos \omega t.$$

Подставляя, получим

$$i_k(t) = 0.6 + 2(U_0 + u_{oc} \cos \omega t) + 0.4(U_0 + u_{oc} \cos \omega t)^2 - 0.2(U_0 + u_{oc} \cos \omega t)^3.$$

Преобразуем данное выражение

$$\begin{aligned} i_k(t) &= 0.6 + 2(U_0 + u_{oc} \cos \omega t) + 0.4(U_0 + u_{oc} \cos \omega t)^2 - 0.2(U_0 + u_{oc} \cos \omega t)^3 = \\ &= 0.6 + 2U_0 + 2u_{oc} \cos \omega t + 0.4(U_0^2 + 2U_0 u_{oc} \cos \omega t + u_{oc}^2 \cos^2 \omega t) - \\ &- 0.2(U_0^3 + 3U_0^2 u_{oc} \cos \omega t + 3U_0 u_{oc}^2 \cos^2 \omega t + u_{oc}^3 \cos^3 \omega t) = \\ &= 0.6 + 2U_0 + 0.4U_0^2 - 0.2U_0^3 + (2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2)u_{oc} \cos \omega t + \\ &+ (0.4 - 0.6U_0)u_{oc}^2 \cos^2 \omega t - 0.2u_{oc}^3 \cos^3 \omega t. \end{aligned}$$

Выполним следующие замены

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega t);$$

$$\cos^3 \omega t = \frac{1}{4}(3 \cos \omega t + \cos 3\omega t).$$

Получаем

$$\begin{aligned} i_k(t) &= 0.6 + 2U_0 + 0.4U_0^2 - 0.2U_0^3 + (2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2)u_{oc} \cos \omega t + \\ &+ \frac{1}{2}u_{oc}^2(0.4 - 0.6U_0)(1 + \cos 2\omega t) - \frac{1}{4}u_{oc}^3(0.2(3 \cos \omega t + \cos 3\omega t)) = \\ &= 0.6 + 2U_0 + 0.4U_0^2 - 0.2U_0^3 + (2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2)u_{oc} \cos \omega t + \\ &+ u_{oc}^2(0.2 - 0.3U_0 + 0.2 \cos 2\omega t - 0.3U_0 \cos 2\omega t) - 0.15u_{oc}^3 \cos \omega t - 0.05u_{oc}^3 \cos 3\omega t = \\ &= (0.6 + 2U_0 + 0.4U_0^2 - 0.2U_0^3 + 0.2u_{oc}^2 - 0.3U_0 u_{oc}^2) + \\ &+ (2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2 - 0.15u_{oc}^2)u_{oc} \cos \omega t + (0.2 - 0.3U_0)u_{oc}^2 \cos 2\omega t - 0.05u_{oc}^3 \cos 3\omega t. \end{aligned}$$

По определению, коэффициент пропорциональности S_1 между амплитудой первой гармоники тока и амплитудой напряжения на управляющем электроде (базе транзистора) есть средняя крутизна (крутизна по первой гармонике) ([4], 14.56):

$$S_1(u_{oc}) = \frac{I_1(u_{oc})}{u_{oc}} = 2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2 - 0.15u_{oc}^2. \quad (4)$$

Если средняя крутизна монотонно убывает с увеличением амплитуды управляющего напряжения u_{oc} , то автогенератор работает в мягком режиме самовозбуждения.

Исходя из анализа полученного выражения для $S_1(u_{oc})$, автогенератор всегда работает в мягком режиме, т.к. при увеличении u_{oc} значение крутизны уменьшается. При этом значение выражения $2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2$ должно быть больше нуля. Решим уравнение $2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2 = 0$. Возможные значения U_0 лежат в диапазоне от -1.277 В до 2.610 В. Выберем $U_0 = 1$ В.

С другой стороны, средняя крутизна равна:

$$S_{cp} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M\omega_p} = \frac{1}{50} \cdot \frac{1}{5 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 10^6} = 0.637 \text{ мА/В}. \quad (5)$$

Приравнявая выражения и заменяя u_{oc} на U_K , определим амплитуду колебаний автогенератора U_K

$$U_K = \sqrt{\frac{2 + 0.8U_0 - 0.6U_0^2 - S_{cp}}{0.15}} = 3.23 \text{ (В)}.$$

Задача 3

Начертить спроектированную на транзисторах КТ315Б схему блокинг-генератора, произвести расчет всех элементов схемы, определить амплитуду и время нарастания выходного напряжения, построить в масштабе временные диаграммы, иллюстрирующие работу рассчитанного устройства, если напряжение источника питания $E_K = 10$ В. Режим работы - автоколебательный. Длительность импульсов $\tau = 10^{-3}$ мс = 1 мкс.

Решение

Блокинг-генератором (БГ) называется однокаскадный генератор релаксационных колебаний с трансформаторной положительной обратной связью. БГ генерирует прямоугольные импульсы с малыми длительностями фронта и среза и практически плоской вершиной. Длительность генерируемых импульсов лежит в пределах от единиц до нескольких сотен микросекунд. Основной отличительной особенностью БГ по сравнению с другими генераторами прямоугольных импульсов (мультивибраторами) является возможность получения большой скважности выходных импульсов ($Q > 10$). Это позволяет использовать маломощные транзисторы для создания мощных импульсов в нагрузке.

Распространенная схема транзисторного автоколебательного блокинг-генератора показана на рисунке 7.

Параметры транзистора КТ315Б:

$U_{кб\text{ max}}=20\text{ В}$, $f_{\text{пред}}=250\text{ МГц}$,

$C_k=7\text{ пФ}$, $\tau_k=500\text{ пс}$,

$h_{21э}=50\dots350\text{ (100)}$,

$I_{к\text{ max}}=100\text{ мА}$, $I_{Ки\text{ max}}=200\text{ мА}$,

$r'_6=100\text{ Ом}$.

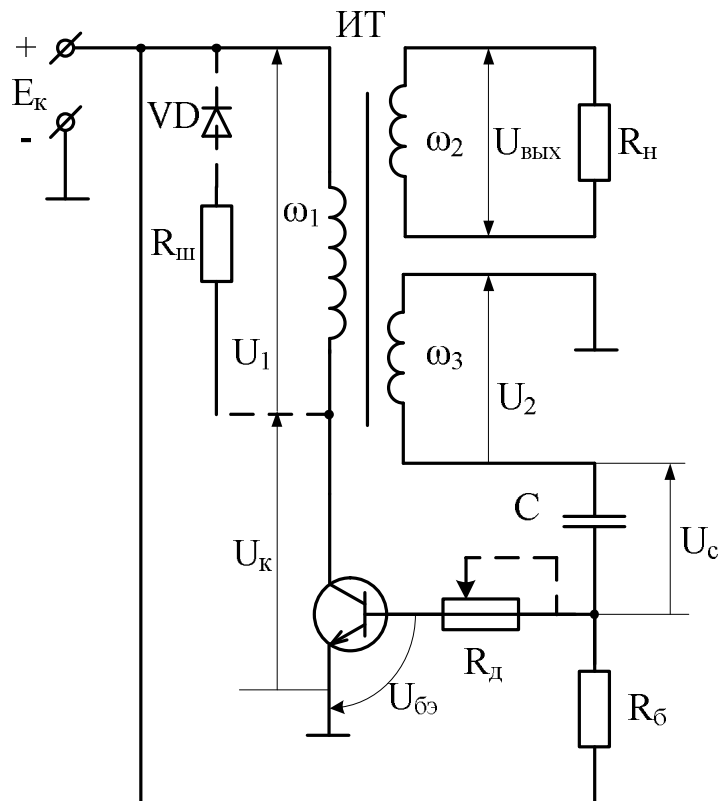


Рисунок 7 – Схема мультивибратора

1. Проверка соответствия транзистора.

Транзистор проверяется по предельной частоте $f_{h21э}$ и максимально допустимому напряжению $U_{КБ\text{ макс}}$:

$$U_{КБ\text{ макс}} \geq 2E_K,$$

$$f_{h21э} \geq \frac{0.9-1.7}{t_\phi},$$

где t_ϕ – длительность фронта импульса. У импульса с длительностью $\tau=1\text{ мкс}$ длительность фронта составит

$$t_\phi = \frac{\tau}{5 \div 20} = \frac{1\text{ мкс}}{5 \div 20} = 200 \div 50\text{ нс}.$$

Тогда

$$U_{\text{КБмакс}} \geq 2E_{\text{К}} = 2 \cdot 10 = 20 \text{ (В)},$$

$$U_{\text{КБмакс}} = 20 \text{ (В)},$$

$$f_{\text{h21б}} \geq \frac{0.9-1.7}{t_{\phi}} = \frac{0.9-1.7}{50 \cdot 10^{-6}} = 34 \cdot 10^6 = 34 \text{ МГц}, \quad f_{\text{h21б}} = 250 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Таким образом, заданный транзистор подходит для использования в схеме блокинг-генератора.

2. Рассчитаем амплитуду выходных импульсов.

Требуемое напряжение источника питания определяется выражением

$$E_{\text{К}} = 1.2 \frac{U_{\text{ВЫХ.И}}}{n_{\text{н}}},$$

где $U_{\text{ВЫХ.И}}$ – амплитуда положительных импульсов,
 $n_{\text{н}} = \omega_3 / \omega_1$ – коэффициент трансформации импульсного трансформатора ($n_{\text{н}} \approx 1$).

Рассчитаем амплитуду выходных импульсов

$$U_{\text{Ки}} = \frac{E_{\text{К}} \cdot n_{\text{н}}}{1.2} = \frac{10}{1.2} = 8.33 \text{ (В)}.$$

3. Выбор коэффициента трансформации. Определяем оптимальное значение

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{r'_6}{R'_H} + \frac{r'_6}{\tau_{\alpha}} \left(C_{\text{К}} + \frac{C_0}{h_{21Э} + 1} \right)},$$

$$\text{где } \tau_{\alpha} = \frac{0.16}{f_{\text{h21б}}} = \frac{0.16}{250 \cdot 10^6} = 6.4 \cdot 10^{-10} \text{ с}.$$

$$C_0 = C'_H + C'_{\text{П}}.$$

Учет паразитной емкости весьма сложен. Поэтому при расчете ориентировочно примем $C_0 = 2C'_H = 2n_{\text{н}}C_H = 2 \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 200 \text{ пФ}$.

Приведенное сопротивление нагрузки $R'_H = n_{\text{н}}R_H = 1 \cdot 1000 = 1000 \text{ Ом}$.

Следовательно

$$n = \sqrt{\frac{100}{1000} + \frac{100}{6.4 \cdot 10^{-10}} \left(7 \cdot 10^{-12} + \frac{200 \cdot 10^{-12}}{100 + 1} \right)} = 1.226.$$

4. Емкость C выбирается по условию

$$\tau_{\text{с}} > \tau \text{ или } C > \frac{\tau}{r'_6} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{100} = 10 \cdot 10^{-9} = 10 \text{ нФ}.$$

Выберем $C = 10.02 \text{ нФ}$.

5. Постоянная времени заряда конденсатора равна

$$\tau_{\text{с}} \approx r'_6 \cdot C = 100 \cdot 10.02 \cdot 10^{-9} = 1.002 \cdot 10^{-6} = 1.002 \text{ мкс}.$$

6. Индуктивность намагничивания $L_{\mu} \approx L_1$ и отсюда

$$L_{\mu} \approx \frac{\tau}{\frac{A \cdot n}{R_{\text{вх}}} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_c}\right) - \frac{1}{R'_H}},$$

где $\tau_{\beta} \approx (h_{21Э} + 1)\tau_{\alpha} = (100 + 1) \cdot 6.4 \cdot 10^{-10} = 6.464 \cdot 10^{-8} \text{ с},$

$$\tau_H \approx 0.7\tau_{\beta} = 0.7 \cdot 6.464 \cdot 10^{-8} = 4.525 \cdot 10^{-8} \text{ мкс},$$

$$A = \frac{h_{21Э}\tau_c + n\tau_H}{\tau_c - \tau_H} = \frac{200 \cdot 1.002 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 4.525 \cdot 10^{-8}}{1.002 \cdot 10^{-6} - 4.525 \cdot 10^{-8}} = 104.79.$$

$$R_{\text{вх}} \approx r'_6 = 100 \text{ Ом}.$$

Тогда

$$L_{\mu} \approx \frac{\tau}{\frac{A \cdot n}{R_{\text{вх}}} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_c}\right) - \frac{1}{R'_H}} = \frac{10^{-6}}{\frac{104.79 \cdot 1}{100} \left(1 - \frac{10^{-6}}{1.002 \cdot 10^{-6}}\right) - \frac{1}{1000}} = 4.39 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}.$$

7. Максимальное значение коллекторного тока

$$I_{\text{Кмакс}} = \frac{E_K}{L_{\mu}} \tau + \frac{E_K}{R'_H} + \frac{E_K}{R_{\text{вх}}} e^{-\frac{\tau}{\tau_c}} = \frac{10}{4.39 \cdot 10^{-4}} \cdot 10^{-6} + \frac{10}{1000} + \frac{10}{100} e^{-\frac{10^{-6}}{1.002 \cdot 10^{-6}}} = 0.063 \text{ А}.$$

Данное значение меньше допустимого значения (100 мА). Если бы оказалось, что рассчитанное значение коллекторного тока больше допустимого, то необходимо в цепь базы включить дополнительный резистор $R_{\text{д}} \approx 2r'_6$ и сделать новый расчет, заменяя во всех формулах $R_{\text{вх}}$ на $R = r'_6 + R_{\text{д}}$. Большим $R_{\text{д}}$ выбирать нецелесообразно, так как при этом сильно увеличивается длительность фронта импульса.

Рассчитанное значение индуктивности L_{μ} должно отвечать условию

$$L_{\mu} \geq L_{\text{мин}} = 10 \frac{\tau_{\beta} R_{\text{экв}}}{nK_0 - 1},$$

где $R_{\text{экв}} \approx \frac{R'_H r'_6}{n^2 R'_H + r'_6} = \frac{1000 \cdot 100}{1.226^2 \cdot 1000 + 100} = 62.4 \text{ Ом},$

$$nK_0 \approx n \frac{h_{21Э}}{r'_6} R_{\text{экв}} = 1.226 \cdot \frac{100}{100} \cdot 62.4 = 76.5.$$

Тогда

$$L_{\mu} \geq L_{\text{мин}} = 10 \frac{\tau_{\beta} R_{\text{экв}}}{nK_0 - 1} = 10 \frac{6.464 \cdot 10^{-8} \cdot 62.4}{76.5 - 1} = 5.34 \cdot 10^{-7} \text{ Гн}.$$

Так как это условие выполняется, то L_{μ} не будет влиять на длительность фронта импульса.

8. Длительность фронта импульса равна

$$t_{\phi} \approx 1.1(1 + \sqrt{1 + v}) \frac{\tau_{\beta} + \tau_1}{nK_0 - 1},$$

$$\text{где } v = 4(nK_0 - 1) \frac{\tau_{\beta} \tau_1}{(\tau_{\beta} + \tau_1)^2},$$

$$\tau_1 = R_{\text{эКВ}}(C_K + C_0) = 62.4 \cdot (7 + 200) \cdot 10^{-12} = 1.291 \cdot 10^{-8} \text{ мкс.}$$

$$\text{Тогда } v = 4(nK_0 - 1) \frac{\tau_{\beta} \tau_1}{(\tau_{\beta} + \tau_1)^2} = 4(76.5 - 1) \frac{6.464 \cdot 10^{-8} \cdot 1.291 \cdot 10^{-8}}{(6.464 \cdot 10^{-8} + 1.291 \cdot 10^{-8})^2} = 41.90,$$

$$t_{\phi} \approx 1.1(1 + \sqrt{1 + v}) \frac{\tau_{\beta} + \tau_1}{nK_0 - 1} = 1.1(1 + \sqrt{1 + 41.90}) \frac{6.464 \cdot 10^{-8} + 1.291 \cdot 10^{-8}}{76.5 - 1} =$$

$$= 8.53 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 8.53 \text{ нс.}$$

$$t_c = t_{\phi} = 8.53 \text{ нс.}$$

9. Спад напряжения на конденсаторе, возникающий из-за его разряда обратным током базы

$$\Delta U_C \approx I_{\text{Кмакс}} \frac{\tau_{\alpha}}{C} = 63 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{6.4 \cdot 10^{-10}}{10.02 \cdot 10^{-9}} = 0.004 \text{ В.}$$

10. Сопротивление резистора

$$R_6 \approx \frac{T - \tau}{C \cdot \ln \left(1 + \frac{U}{E_K} \right)},$$

где

$$\text{где } U = U_{C0} - \Delta U_C; \quad U_{C0} = nE_K \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_c}} \right) = 1.226 \cdot 10 \cdot \left(1 - e^{-\frac{10^{-6}}{1.002 \cdot 10^{-6}}} \right) = 7.74 \text{ В,}$$

$$U = 7.74 - 0.004 = 7.74 \text{ В;}$$

Примем период сигнала $T = 100\tau$. Тогда

$$R_6 \approx \frac{99\tau}{C \cdot \ln \left(1 + \frac{U}{E_K} \right)} = \frac{99 \cdot 10^{-6}}{C \cdot \ln \left(1 + \frac{U}{10} \right)} = 17.2 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_6 = 17 \text{ кОм.}$

10. Обратный выброс напряжения

$$\Delta U_K = 0.75\tau \frac{R_{\text{э}}}{L_{\mu}} E_K,$$

$$\text{где } R_{\text{э}} \approx \frac{R_{\text{н}}' R_6}{n^2 R_{\text{н}}' + R_6} = \frac{1000 \cdot 17.2 \cdot 10^3}{1.226^2 \cdot 1000 + 17.2 \cdot 10^3} = 920 \text{ Ом.}$$

$$\Delta U_K = 0.75\tau \frac{R_{\text{Э}}}{L_{\mu}} E_K = 0.75\tau \frac{920}{4.39 \cdot 10^{-4}} 10 = 10.8 \text{ В.}$$

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу рассчитанного устройства, приведены на рисунке 8.

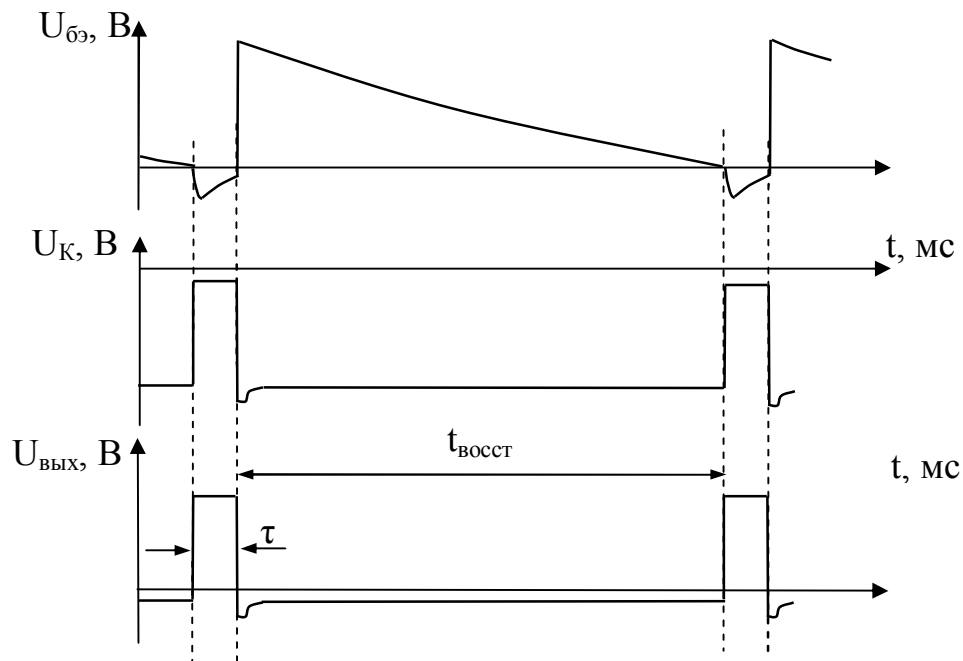


Рисунок 8 – Временные диаграммы

Задача 4

На вход амплитудного модулятора, ВАХ нелинейного элемента которого задана уравнением $i = 8u + 0.25u^2$, мА, подается напряжение несущей частоты f_n и звуковой частоты F_m с амплитудами U_m и U_M соответственно. Определить коэффициент модуляции напряжения на контуре, добротность и параметры, при которых обеспечится прохождение АМ-колебания без искажений. Изобразить принципиальную схему базового модулятора и показать амплитудно-частотные спектры входного и выходного напряжений.

Данные:

- $f_n = 3$ МГц – частота несущего колебания;
- $F_m = 6$ кГц – частота модулирующего колебания;
- $L = 300$ мГн – индуктивность контура;
- $U_m = 6$ В – амплитуда несущего колебания;
- $U_M = 2$ В – амплитуда модулирующего колебания.

Решение

Принципиальная электрическая схема базового амплитудного модулятора представлена на рисунке 9.

Принцип работы модулятора заключается в следующем.

На вход нелинейного резонансного усилителя, работающего с отсечкой тока, подается несущее колебание с частотой ω_n от независимого источника (автогенератора). Модулирующее колебание (сообщение) $S(t)$, спектр которого расположен в области частот, низких по сравнению с ω_n , изменяется положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике нелинейного элемента и в результате изменяется амплитуда на выходе.

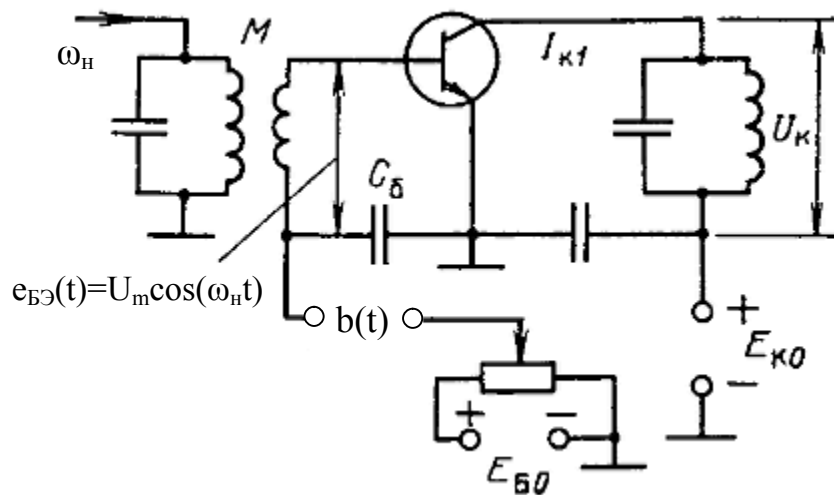


Рисунок 9 – Принципиальная схема амплитудного модулятора

Добротность контура, при которой обеспечивается прохождение АМ-колебаний без искажений (в диапазоне частот от $f_n - F_M$ до $f_n + F_M$), определяется по формуле $Q = \frac{f_n}{\Delta f}$. Для этого сначала определим полосу занимаемую модулированным сигналом:

$$\Delta f = 2 \cdot F_M = 2 \cdot 6 = 12 \text{ кГц},$$

$$Q = \frac{f_n}{\Delta f} = \frac{3 \cdot 10^6}{12 \cdot 10^3} = 350.$$

Параметры контура, при которых обеспечивается прохождение АМ-колебаний без искажений, определим из выражения $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Отсюда

$$C = \frac{1}{L \cdot (2\pi \cdot f_n)^2} = \frac{1}{300 \cdot 10^{-6} \cdot (6.28 \cdot 3 \cdot 10^{-6})^2} \approx 9.38 \cdot 10^{-12} \text{ (Гн)} = 9.38 \text{ (пФ)}.$$

Волновое сопротивление контура равно

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-6}}{9.38 \cdot 10^{-12}}} = 5650265.3 \text{ (Ом)}.$$

Напряжение, подаваемое на базу транзистора, равно

$$u_B(t) = e_{БЭ}(t) + b(t) + E_{Б0} = U_m \cos \omega_H t + U_M \cos \Omega_M t + E_{Б0}.$$

Данное выражение подставим в уравнение для ВАХ транзистора и получим ток коллектора (ток контура)

$$\begin{aligned} i(t) = 8u_B(t) + 0.25u_B^2(t) = & 8[U_m \cos \omega_H t + U_M \cos \Omega_M t + E_{Б0}] + \\ & + 0.25[U_m^2 \cos^2 \omega_H t + U_M^2 \cos^2 \Omega_M t + E_{Б0}^2 + 2U_m U_M \cos \omega_H t \cos \Omega_M t + \\ & + 2U_m E_{Б0} \cos \omega_H t + 2U_M E_{Б0} \cos \Omega_M t] \end{aligned}$$

Выходное напряжение контура учитывает только составляющие с частотами в диапазоне от $\omega_H - \Omega_M$ до $\omega_H + \Omega_M$, поэтому

$$U_{\text{вых}}(t) = \rho i_{\text{вых}}(t),$$

$$\begin{aligned} \text{где } i_{\text{вых}}(t) = & (8 + 0.5E_{Б0})U_m \cos \omega_H t + 0.25U_m U_M (\cos(\omega_H - \Omega_M)t + \cos(\omega_H + \Omega_M)t) \approx \\ \approx & 8U_m \cos \omega_H t + 0.25U_m U_M (\cos(\omega_H - \Omega_M)t + \cos(\omega_H + \Omega_M)t). \end{aligned}$$

Тогда

$$U_{\text{вых}}(t) = 8\rho U_m \cos \omega_H t + 0.25\rho U_m U_M (\cos(\omega_H - \Omega_M)t + \cos(\omega_H + \Omega_M)t), \text{ мВ.}$$

Определим амплитуды гармонических составляющих выходного сигнала (гармоник)

$$A_0 = 8 \cdot 10^{-3} \rho U_m = 8 \cdot 10^{-3} \cdot 5650 \cdot 6 = 271.4 \text{ (В)},$$

$$A_1 = A_{-1} = 0.25 \cdot 10^{-3} \rho U_m U_M = 0.25 \cdot 10^{-3} \cdot 5650 \cdot 6 \cdot 2 = 17.0 \text{ (В)}.$$

Коэффициент амплитудной модуляции можно вычислить по следующей формуле:

$$m = \frac{A_1}{A_0} = \frac{0.25 \cdot 10^{-3} \rho U_m U_M}{8 \cdot 10^{-3} \rho U_m} = \frac{0.25 U_M}{8} = \frac{0.25 \cdot 2}{8} = 0.063.,$$

Спектры модулирующего $S_M(f)$, несущего $S_H(f)$ колебаний и выходного сигнала $S_{\text{вых}}(f)$ представлены на рисунке 10.

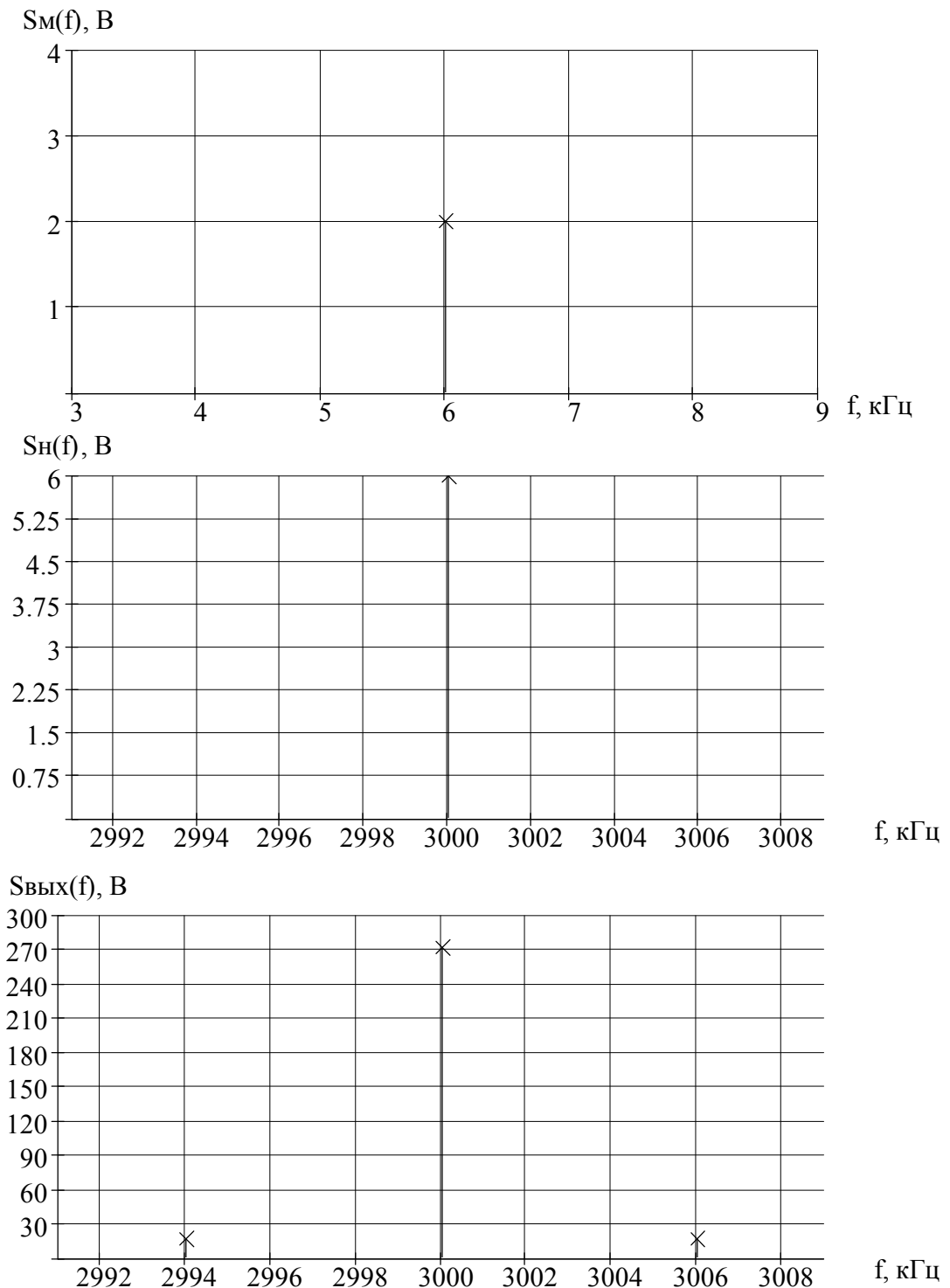


Рисунок 10 – Спектры сигналов

Задача 5

На вход полупроводникового диодного детектора с характеристикой $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$ подано амплитудно-модулированное колебание $u(t) = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$,

где U_m , ω – амплитуда и угловая частота несущего колебания соответственно, Ω – угловая частота модулирующего колебания, m – коэффициент модуляции. Параметры сигнала и схемы заданы. Выбрать значение емкости C , включенной

параллельно сопротивлению R нагрузки детектора, для осуществления фильтрации высокочастотных составляющих. Рассчитать коэффициенты передачи детектора по постоянному и переменному токам, коэффициент нелинейных искажений продетектированного низкочастотного напряжения и коэффициент усиления детектора.

Данные:

$U_m=3$ В – амплитуда несущего колебания;

$m=70$ % – коэффициент модуляции;

$f_n=4.0$ МГц – частота несущего колебания;

$F_M=4$ кГц – частота модулирующего колебания;

$a_0=5$ мА;

$a_1=3$ мА/В;

$a_2=0.15$ мА/В²;

$R=3.0$ кОм – сопротивление нагрузки детектора.

Решение

Детектированием называется такое преобразование модулированного сигнала, в результате которого получается модулирующий (первичный) сигнал. Операция детектирования прямо противоположна модуляции и является нелинейной, поскольку в спектре модулированного сигнала отсутствуют спектральные составляющие модулирующего сигнала, поэтому детекторы являются, как правило, нелинейными устройствами, редко – параметрическими.

Схема простейшего АД (рис. 11) состоит из диода, резистора нагрузки R_n , зашунтированного по высокой частоте конденсатором C_n . Это так называемый диодный детектор, который получил самое широкое распространение для детектирования АМ сигналов как в профессиональной, так и в бытовой радиоаппаратуре. В диодном детекторе в настоящее время используются в основном полупроводниковые (германиевые, кремниевые и др.) диоды, которые почти вытеснили вакуумные диоды. При всей простоте схемы физические процессы детектирования здесь сложнее, чем, например, в коллекторном АД. Это связано с воздействием выходного сигнала на входной, различными сопротивлениями детектора как для отрицательных и положительных полуволн высокочастотного сигнала, так и постоянному и переменному току и др.

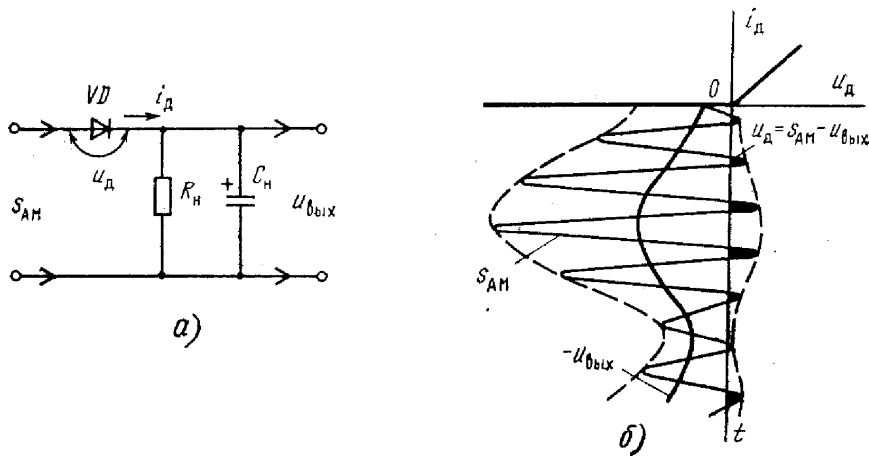


Рис. 11 Диодный амплитудный детектор
а) схема; б) временные диаграммы

Емкость C подбирается такой, чтобы сопротивление резистора R было значительно больше емкостного сопротивления конденсатора для токов высокой частоты и значительно меньше для токов высокой частоты, т.е.

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C} \quad \text{или} \quad \frac{1}{f_H R} \ll C \ll \frac{1}{F_M R}.$$

Значение емкости определим как среднее геометрическое

$$C = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{f_H} \cdot \frac{1}{F_M}} = \frac{1}{R \sqrt{f_H \cdot F_M}} = \frac{1}{1500 \sqrt{4 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^3}} = 2.64 \cdot 10^{-9} \text{ (Ф)} = 2.64 \text{ (нФ)}.$$

Определим выражение для тока диода при подаче на вход детектора АМ-колебания

$$\begin{aligned} i(t) &= a_0 + a_1 u(t) + a_2 u^2(t) = a_0 + a_1 U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t + a_2 U_m^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega t = \\ &= a_0 + a_1 U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t + \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 + 2m \cos \Omega t + m^2 \cos^2 \Omega t) (1 + \cos 2\omega t) = \\ &= a_0 + a_1 U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t + \frac{a_2 U_m^2}{2} \left(1 + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) (1 + \cos 2\omega t) = \\ &= \left[a_0 + \frac{a_2 U_m^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) \right] + a_1 U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t + \\ &+ \frac{a_2 U_m^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right) \cos 2\omega t. \end{aligned} \quad (6)$$

Выражение (6) содержит низкочастотные и высокочастотные составляющие. Высокочастотные составляющие с частотами ω и 2ω отфильтровываются в цепи нагрузки. Выражение для НЧ-составляющей имеет вид

$$i(t)_{\text{НЧ}} = a_0 + \frac{a_2 U_m^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos \Omega t + \frac{m^2}{2} \cos 2\Omega t \right). \quad (7)$$

Коэффициент передачи детектора по постоянному току равен отношению амплитуд полезной составляющей выходного и входного сигнала:

$$K_{\text{дет.пост}} = \frac{a_2 m U_m^2 \cdot R}{m U_m} = a_2 U_m R = 0.15 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 3.0 \cdot 10^3 = 1.35.$$

Коэффициент передачи детектора по переменному току равен отношению амплитуд высокочастотных составляющих входного и выходного (с частотой ω) сигнала:

$$K_{\text{дет.пер}} = \frac{a_1 U_m \cdot \frac{1}{\omega C}}{U_m} = \frac{a_1}{2\pi f_n C} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 2.64 \cdot 10^{-9}} = 0.045.$$

Коэффициент нелинейных искажений равен отношению амплитуд выходных колебаний с частотами 2Ω и Ω (известны из выражения (7))

$$k_{\text{нд}} = \frac{\frac{m^2}{2}}{2m} = \frac{m}{4} = 17.5 \% = 0.175.$$

Коэффициент усиления детектора равен отношению средних амплитуд напряжения на выходе и на входе детектора

$$K_{\text{дет}} = R \frac{a_0 + \frac{a_2 U_m^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)}{U_m} = 5.51.$$

Литература

1. Гоноровский И.С.. «Радиотехнические цепи и сигналы», Москва, «Советское радио», 1986 г.
2. Методическое пособие по курсу «Радиотехнические цепи и сигналы», Минск, БГУИР, 2007 г.
3. Градштейн И.С., Рыжик И.М. “Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений”, Москва, Изд. физ.-мат. лит., 1963 г.
4. Баскаков С.И. «Радиотехнические цепи и сигналы», Москва, «Высшая школа», 2000 г.
5. Андреев В.С. «Теория нелинейных электрических цепей», Москва, «Радио и связь», 1982 г.
6. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. Под ред. О.П. Глудкина: Учебник для вузов. - М.: Радио и связь, 1999. - 768 с.
7. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника и микропроцессорная техника. - М.: Высш. шк, 2004. - 790 с.
8. Ткаченко Ф.А. Техническая электроника: Учеб. пособие. -Мн.: Дизайн ПРО, 2000.-352 с.
9. Валенко В.С., Хандогин М.С. Электроника и микросхемотехника: Учеб. пособие. -Мн.: Беларусь, 2000. -320 с.
10. Павлов В.Н., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. -М.: Горячая линия - Телеком, 2001. - 320 с.
11. Бочаров Л.Н., Жебряков С.К., Колесников И.Ф. Расчет электронных устройств на транзисторах. –М.: Энергия,1978. -208с.