

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
"Нижегородский государственный университет
им. Н. И. Лобачевского"(ННГУ)

Радиофизический факультет
Кафедра радиотехники

Отчет по лабораторной работе:

"Преобразования на биполярном транзисторе"

Выполнили: студенты группы 43-12
Ефимов И.О.
Лобанов С.В.
Кирюшин А.А.
Тужилкин И.А.

Нижегород, 2007.

Содержание

1	Теоретическая часть	2
1.1	Общие замечания	2
1.2	Режимы работы биполярного транзистора	3
1.3	Режим линейного усилителя	4
1.3.1	Апериодический усилитель	5
1.4	Схема установки	8
2	Выполнение работы	9
2.1	Задание 1: Исследование режима по постоянному току . .	9
2.2	Задание 2. Резистивная нагрузка	10
2.2.1	Снятие амплитудной характеристики на частоте 1кГц	10
2.2.2	Наблюдение АМ-сигналов и суммы двух колебаний	10
2.3	Задание 3. RC-нагрузка	13
2.3.1	Амплитудная характеристика	13
2.3.2	Амплитудно-частотная характеристика	14
2.3.3	Преобразование меандра	15
2.3.4	Преобразование суперпозиции меандра и синусоиды	16
3	Заключение. Выводы	18

1 Теоретическая часть

1.1 Общие замечания

Задача усилительных секций радиоприёмного устройства (РПУ) обеспечение необходимого превышения мощности сигнала над мощностью собственного шума и доведение принятого сигнала до уровня, обеспечивающего нормальную работу детектора (демодулятора). Усилительные каскады, как и другие функциональные узлы радиоприемника строятся на электронных приборах. Чаще всего это транзисторы и диоды. Усилители радиочастоты (УРЧ) и первые каскады усилителей промежуточной частоты (УПЧ) работают при незначительных входных сигналах, и одним из главных требований к УРЧ и УПЧ является малый уровень нелинейных искажений. Поэтому усилительные приборы в них (например, транзисторы) работают в режимах, близких к линейному. В данной работе за основу берётся простейший каскад на биполярном транзисторе и обсуждается возможность его применения в упомянутых выше радиотехнических устройствах.

1.2 Режимы работы биполярного транзистора

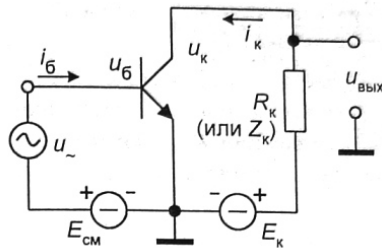


Рис. 1

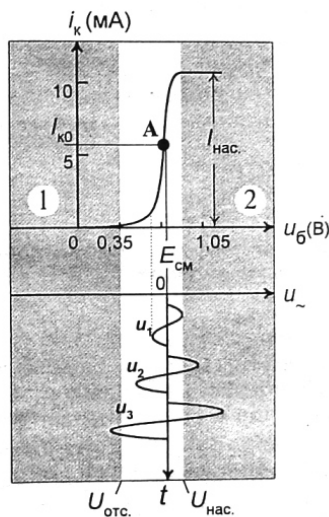


Рис. 2

Режимы работы транзистора различаются прежде всего по приложенным к нему напряжениям источников питания (напряжения на коллекторе $U_{к0}$ и напряжения смещения на базе $E_{см}$) и по действующему между базой и эмиттером переменному напряжению u_{\sim} . Напряжения u_{\sim} , вообще говоря, может быть образовано одним или несколькими источниками сигналов u_i ($i=1, 2, \dots$). На рис. 1 представлена схема простейшего каскада с общим эмиттером на $n-p-n$ транзисторе с аperiodической нагрузкой R_k в коллекторной цепи. Для начала рассмотрим его работу в режиме покоя, то есть при отсутствии переменного напряжения на базе ($u_{\sim}=0$). В этом случае токи базы и коллектора постоянны и соответствуют начальной рабочей точке транзистора со значениями $i_b = I_{b0}$, $i_k = I_{к0}$, $u_b = E_{см}$ и $u_k = U_{к0}$. Для её определения воспользуемся проходной характеристикой транзистора, отражающей зависимость

$i_k = i_k(u_b)$ тока коллектора от напряжения на базе. Графически эта зависимость представлена на рис. 2. При разных значениях

напряжения $E_{см}$ начальная рабочая точка может соответствовать либо активному режиму работы транзистора (точка А находится между двумя затененными областями 1 и 2), либо режиму отсечки тока коллектора (точка А попадает в область 1, где $i_k=0$), либо режиму насыщения (точка А находится в области 2, где ток коллектора максимален и равен току насыщения $I_{нас}$). Отмеченное на рис. 2 положение точки А соответствует активному режиму: эмиттерный переход транзистора находится в открытом состоянии, а коллекторный - в закрытом. Эмиттер инжектирует носители тока (электроны в рассматриваемом случае) в базу, а коллектор их «собирает», создавая таким образом коллекторный ток. В режиме отсечки оба перехода транзистора закрыты и ток коллектора отсутствует. Режим насыщения - это режим двойной инжекции, при котором носители тока в базу инжектируются не только эмиттером,

но и коллектором. В этом случае сопротивление между коллектором и эмиттером (сопротивление насыщения) незначительно, и ток насыщения $I_{\text{нас}} \approx E_k/R_k$.

Переменное напряжение на базе u_{\sim} вызывает появление в токе коллектора переменной составляющей:

$$i_k = I_{k0} + i_{k\sim}$$

В общем случае и постоянная I_{k0} , и переменная $i_{k\sim}$ составляющие i_k зависят как от напряжения смещения E_{cm} , так и от величины и формы входного сигнала - напряжения $u_{\sim} = u_{\sim}(t)$.
Напряжение на коллекторе

$$u_k = U_{k0} + u_{k\sim}$$

Его переменная компонента $u_{k\sim}$, являющаяся выходным напряжением транзисторного каскада, зависит

- ◇ от действующих на входе (образующих $u_{\sim}(t)$) сигналов,
- ◇ вида коллекторной нагрузки (импеданса Z_k) и
- ◇ напряжений источников питания.

По параметрам $u_{k\sim}(t)$ и их связи с $u_{\sim}(t)$ определяют функциональное предназначение транзисторного каскада.

1.3 Режим линейного усилителя

Если переменная составляющая напряжения на базе достаточно мала, то транзистор при всех возможных изменениях $u_{\sim}(t)$ всегда будет находиться в активном режиме. На рис. 2 этому случаю соответствует переменное напряжение $u_{\sim}(t) = u_1$. Вызываемые им перемещения рабочей точки на проходной характеристике транзистора происходят в области линейной зависимости $i_k = i_k(u_b)$. При этом переменная составляющая тока коллектора

$$i_{k\sim} = S u_{\sim}(t),$$

где

$$S = \left. \frac{\partial i_k}{\partial u_b} \right|_{u_b = E_{cm}}$$

- крутизна транзистора. Другими словами, приращение тока коллектора пропорционально приращению напряжения на базе, что и позволяет определить такой режим работы транзистора как линейный. При этом

транзисторный каскад выполняет функцию усилителя напряжения с коэффициентом усиления

$$K = -SZ_{\text{ЭКВ}};$$

$Z_{\text{ЭКВ}}$ - эквивалентный импеданс коллекторной нагрузки транзистора, который зависит как от параметров транзистора, так и от его нагрузки (на рис.1 представлена сопротивлением R_k).

1.3.1 Аperiodический усилитель

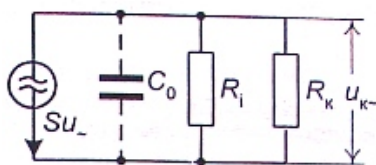


Рис. 3

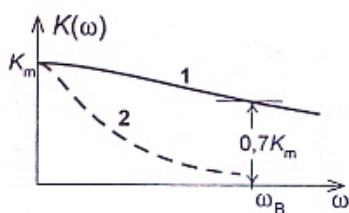


Рис. 4

При активной нагрузке R_k в коллекторной цепи транзисторный каскад является широкополосным аperiodическим усилителем. Его коэффициент усиления удобно рассчитывать с использованием эквивалентной схемы по переменному току (рис. 3). Транзистор на этой схеме представлен источником тока $i_k = Su\sim$ с внутренним сопротивлением R_i и емкостью C_0 , которые характеризуют выходное сопротивление и выходную емкость транзистора.

Подключенная к источнику тока нагрузка R_k по переменному току оказывается включенной параллельно сопротивлению R_i и емкости C_0 . Вместе R_i , R_k и C_0 образуют эквивалентную нагрузку в цепи коллектора

с импедансом

$$Z_{\text{екв}} = (R_i \parallel R_k) \parallel C_0$$

Обычно $R_i \gg R_k$ и результирующей нагрузкой является импеданс $Z_{\text{екв}} = (R_k) \parallel C_0$, составленный из параллельно включенных емкости C_0 и сопротивления R_k . В этом случае коэффициент передачи усилителя равен

$$K(j\omega) = -S(R_k \parallel C_0) = \frac{K_m}{1 + j\omega\tau},$$

где $K_m = SR_k$ - максимальное значение коэффициента передачи, а $\tau = R_k C_0$ - постоянная времени коллекторной нагрузки. Модуль $|K_{j\omega}| = K(\omega)$ (амплитудно-частотная характеристика - АЧХ) монотонно спадает с увеличением частоты ω (рис. 4). Полоса пропускания усилителя определяется по граничной частоте ω_B которая зависит от постоянной времени τ . Для $R_k=1$ кОм и $C_0=100$ пФ АЧХ усилителя имеет вид, представленный кривой 1 на рис. 4. Соответствующая этому случаю ав

$\omega_B \approx 2,1$ МГц. При увеличении C_0 до 1000 пФ ω_B уменьшается до ~ 200 кГц (кривая 2 на рис. 4). Ограниченность полосы пропускания усилителя вызывает частотные искажения усиливаемого им сигнала, что особенно существенно, если сигнал на входе усилителя имеет спектр с шириной $\Delta\omega > \omega_B$. Проиллюстрируем это на примере прохождения через апериодический усилитель импульсного сигнала. Пусть таким сигналом будет прямоугольный импульс $u(t)$ с длительностью δ (рис. 5).

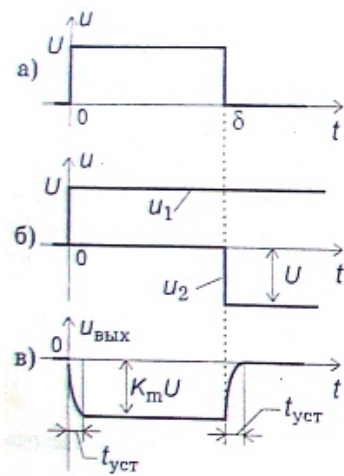


Рис. 5

Реакцию усилителя на сигнал со сложным спектральным составом, каковым является импульсный сигнал, можно найти по обратному преобразованию Фурье от спектра выходного сигнала

$$G_{\text{вых}}(j\omega) = G_{\text{вх}}(j\omega)K(j\omega) :$$

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{k\sim}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{вх}}(j\omega)K(j\omega)e^{-j\omega t} d\omega$$

$$G_{\text{вх}}(j\omega) = G_u(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt$$

спектральная характеристика входного сигнала $u_{\text{вх}}(t) = u_{k\sim}(t) = u(t)$,

а $K(j\omega)$ - частотная характеристика усилителя.

Заменим действительную переменную ω на комплексную переменную $p = \sigma + j\omega$ ($\sigma > 0$).

После такой замены вместо прямого преобразования Фурье получим преобразование Лапласа. Вычисление обратного преобразования для физически реализуемых цепей сводится к интегрированию по замкнутому контуру на плоскости комплексной переменной p . Таким образом

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \oint G_{\text{вх}}(p)K(p)e^{pt} dp = \sum_i \text{res}_i,$$

где

$$G_{\text{вх}}(p) = \int_0^{\infty} u(t)e^{pt} dt.$$

Представим прямоугольный импульс $u(t)$ в виде суммы $u(t) = u_1 + u_2$ двух скачков напряжения u_1 и u_2 (Рис. 5б). Для работающего в линейном режиме усилителя, то есть при незначительной величине скачка U , выполняется принцип суперпозиции, в соответствии с которым отклик линейной системы на сумму сигналов равен сумме откликов на каждую

из ее составляющих. Преобразование Лапласа для скачка напряжения u_1

$$G_{\text{вх}}(p) = \frac{U}{p}$$

Таким образом реакция на u_1 усилителя с передачи коэффициентом ($K(j\omega) = \frac{K_m}{1+j\omega\tau}$) равна

$$U_{\text{вых1}}(t) = -\frac{K_m U}{2\pi j} \oint \frac{1}{p(1+p\tau)} e^{pt} dp = -K_m U (res_1 + res_2)$$

где $res_{1,2}$ - вычеты в полюсах $p_1=0$ и $p_2 = -\frac{1}{\tau}$:

$$res_1 = 1, res_2 = -e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Следовательно,

$$U_{\text{вых1}}(t) = -K_m U (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}).$$

Таким образом, откликом усилителя на первый скачок u_1 входного сигнала является экспоненциально спадающее до уровня $-K_m U$ напряжение

(рис. 5в). Время установления $t_{\text{уст}}$ этого уровня оцениваем по увеличению экспоненциального слагаемого в последней формуле в e раз, то есть

$$t_{\text{уст}} = \tau.$$

Реакция $u_{\text{вых2}}(t)$ на второй скачок u_2 находится точно также, как и на первый.

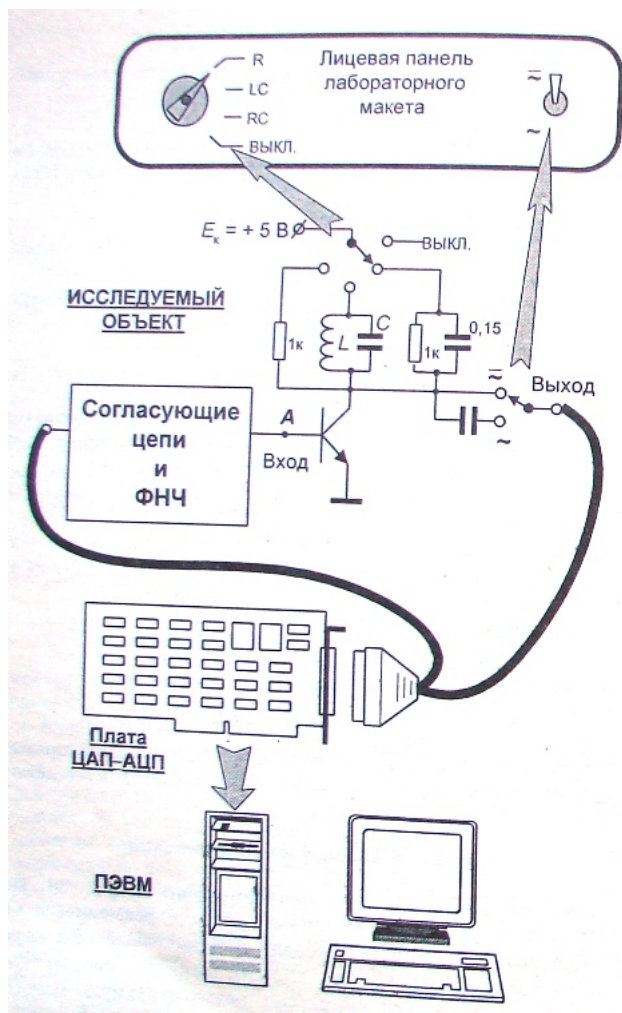
$$u_{\text{вых2}}(t) = \begin{cases} 0, & t \leq \delta; \\ -u_{\text{вых1}}(t - \delta), & t > \delta \end{cases}$$

Результирующее напряжение на выходе

$$u_{\text{out}}(t) = u_{\text{вых1}}(t) + u_{\text{вых2}}(t).$$

Если длительность δ входного импульса значительно превышает время установления $t_{\text{уст}}$, то реакция усилителя на задний фронт импульса не будет зависеть от реакции на фронт передний. Выходное напряжение при этом имеет вид импульса отрицательной полярности со сглаженными передним и задним фронтами (рис. 5в). Длительность фронтов выходного импульса определяется временем установления переходного процесса $t_{\text{уст}}$. Чем шире полоса пропускания усилителя (чем больше ω_B), тем меньше время установления и тем меньше искажения в форме выходного сигнала. Другими словами, чем шире полоса пропускания усилителя, тем выше его быстродействие.

1.4 Схема установки

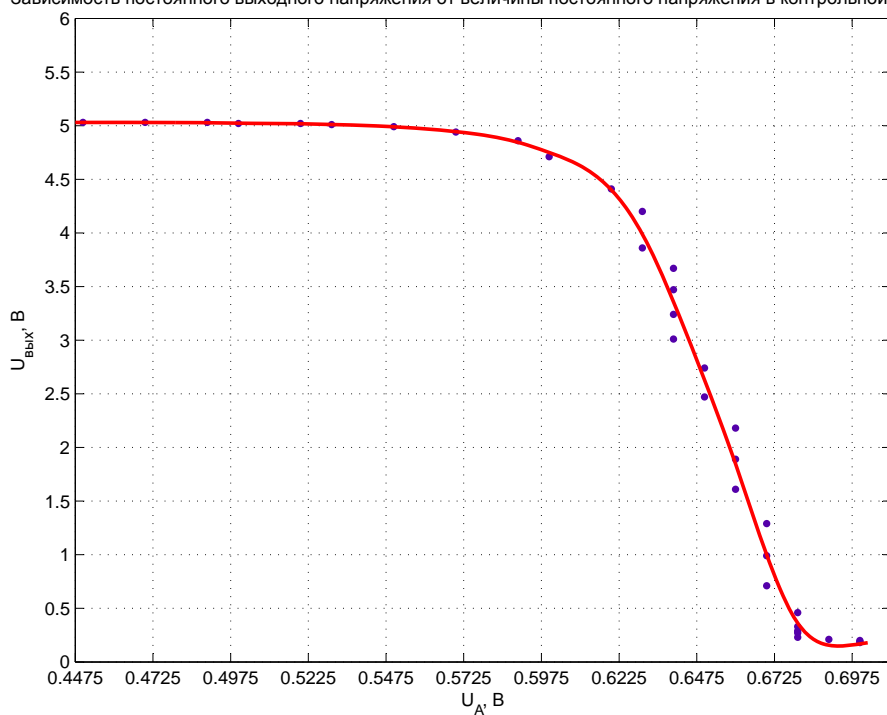


2 Выполнение работы

2.1 Задание 1: Исследование режима по постоянному току

В первом задании требовалось снять зависимость $U_{\text{вых}}(U_A)$. По этой зависимости нужно определить значения постоянного напряжения в контрольной точке, соответствующие середине линейного участка и напряжению отсечки.

Зависимость постоянного выходного напряжения от величины постоянного напряжения в контрольной точке А

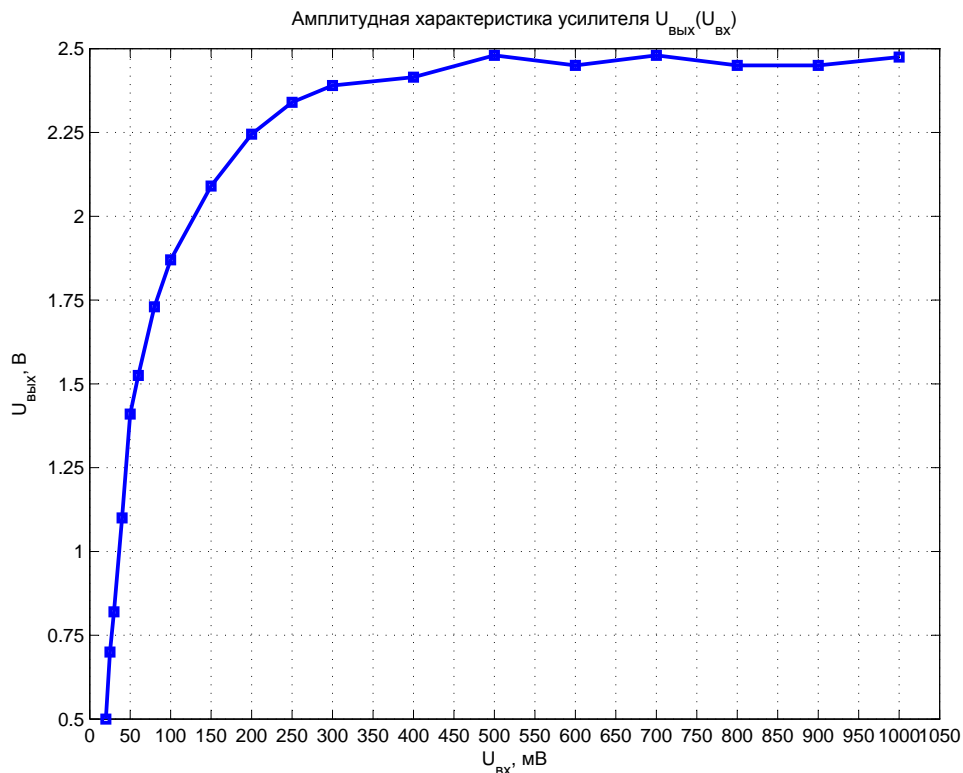


По этому графику видно, что середина линейного участка соответствует $U_A \simeq 0.65$ В. Напряжение отсечки соответствует значению $U_A \simeq 0.57$ В.

2.2 Задание 2. Резистивная нагрузка

2.2.1 Снятие амплитудной характеристики на частоте 1кГц

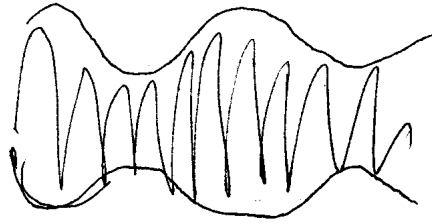
В этом задании требуется снять зависимость $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}$, где $(U_{\text{ВХ}}$ - амплитуда гармонического сигнала с частотой 1кГц, а $U_{\text{ВЫХ}}$ - амплитуда выходного сигнала. По этой характеристики требуется определить границы линейного режима и соответствующий ему коэффициент передачи.



По изображённому графику видно, что граница линейного режима соответствует $U_{\text{ВХ}} \simeq 100 \text{ мВ}$, а $|K(jw)| \simeq 28$.

2.2.2 Наблюдение АМ-сигналов и суммы двух колебаний

Первый пункт этого задания — пронаблюдать АМ-сигнал с несущей частотой 1 кГц.

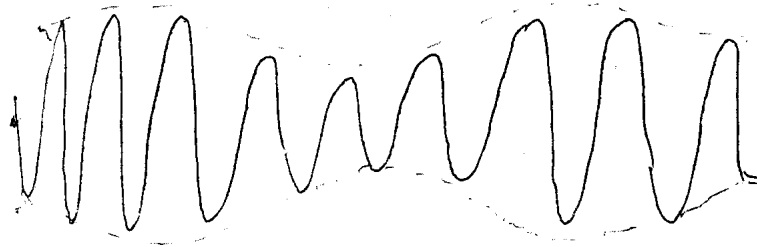


На этом рисунке представлен зарисованный выходной сигнал, при этом на входе АМ-сигнал.



Здесь на вход подана сумма двух гармонических сигналов с частотами 1 кГц и 0,1 кГц и амплитудами 25 мВ и 8 мВ соответственно.

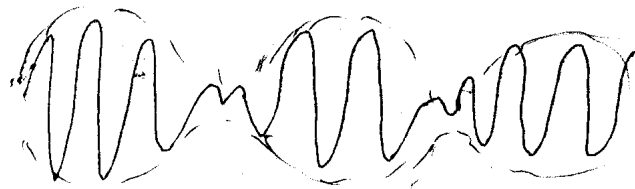
Далее требовалось наблюдать биения двух гармонических сигналов. Следует также отметить, что масштаб следующих трёх рисунков разный - как по оси абсцисс, так и по оси ординат.



Здесь на вход подана сумма двух гармонических сигналов с частотами 1 кГц и 1,1 кГц и амплитудами 25 мВ и 8 мВ, соответственно, при этом второй сигнал сдвинут относительно первого на время $T/4$.



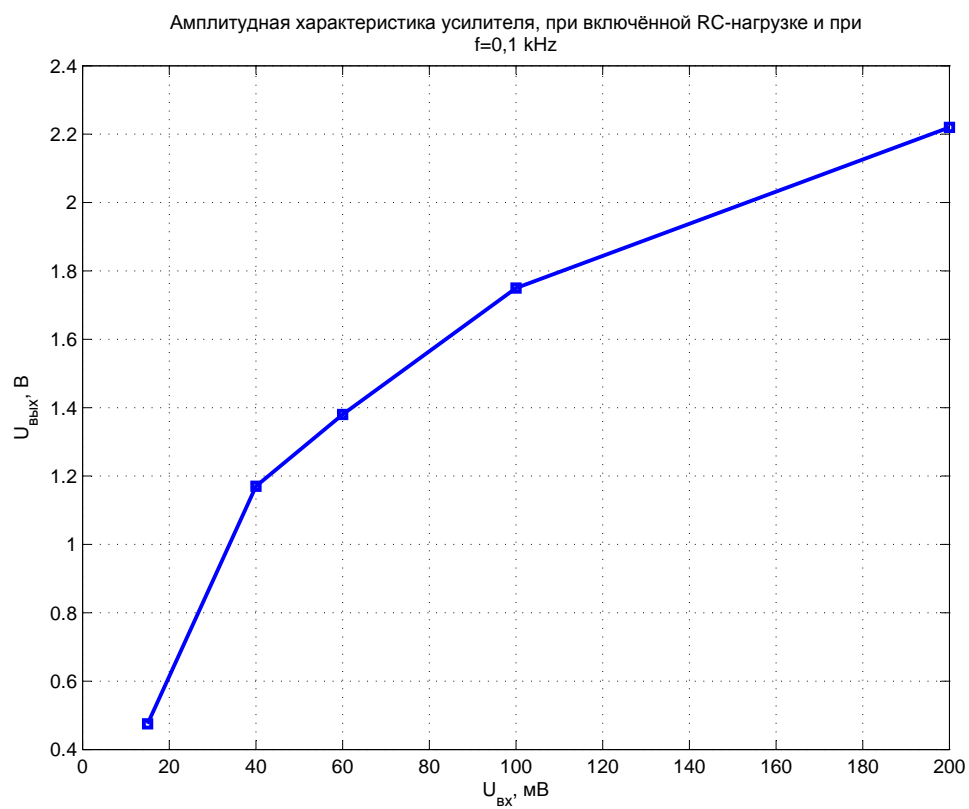
Этот рисунок отличается от предыдущего тем, что амплитуда второго сигнала равна 15 мВ.



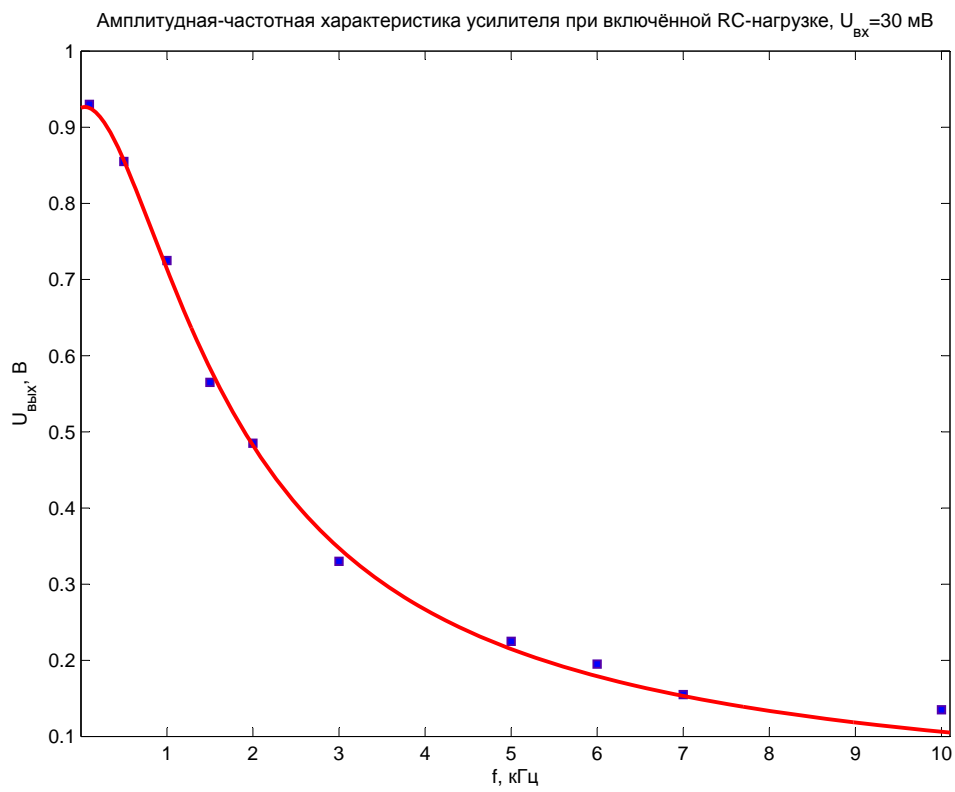
На этом рисунке амплитуда второго сигнала совпадает с амплитудой первого и равна 25 мВ. После этих наблюдений на вход был подан меандр и он же был увиден на выходе, что соответствует теории.

2.3 Задание 3. RC-нагрузка

2.3.1 Амплитудная характеристика

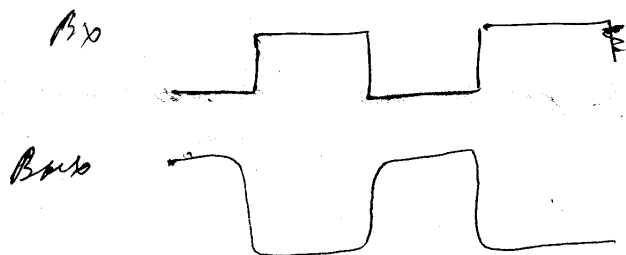


2.3.2 Амплитудно-частотная характеристика

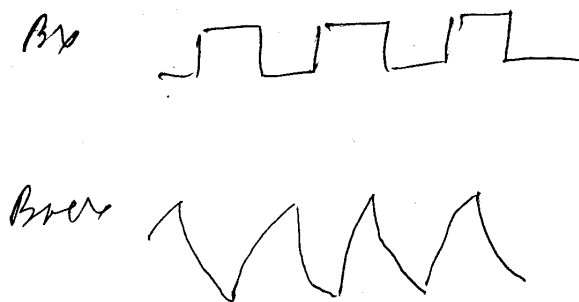


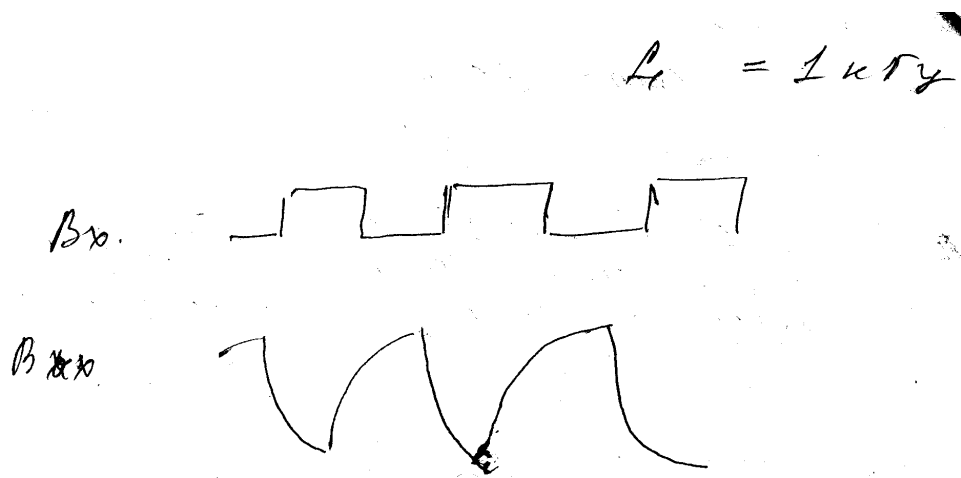
2.3.3 Преобразование меандра

$$\text{Част.} = 0,1 \text{ кГц.}$$



$$\text{Част.} = 2 \text{ кГц.}$$





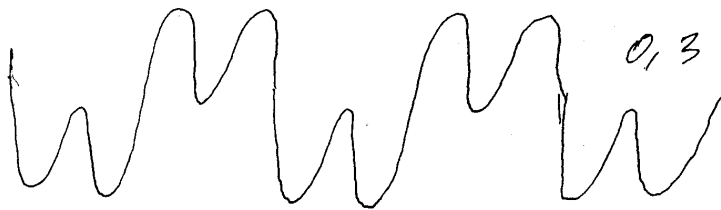
2.3.4 Преобразование суперпозиции меандра и синусоиды

На вход подаётся сумма меандра и гармонического сигнала. Амплитуда меандра постоянная и составляет 25 мВ, частота неизменная и равна 100 Гц. Амплитуда синусоидального сигнала 25 мВ, частота варьируется. Полученный результат (см. рисунок) объясняется следующим образом. Поскольку мгновенные значения входного сигнала невелики, то воздействие на суммарный сигнал можно представить как сумму воздействий на каждый сигнал. Как видно из АЧХ (см. пункт 2.3.2) высокочастотные колебания усиливаются слабее, чем низкочастотные, следовательно увеличивая частоту синусоиды на входе её влияние на выходе становится меньше, что и видно на изображенных рисунках.

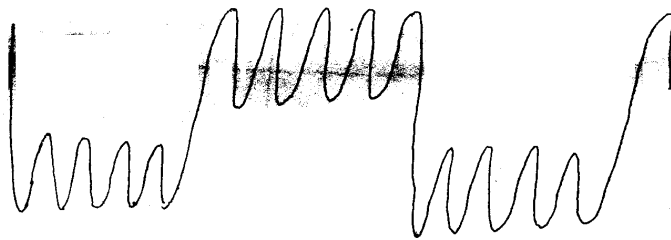
0,1 кгг.



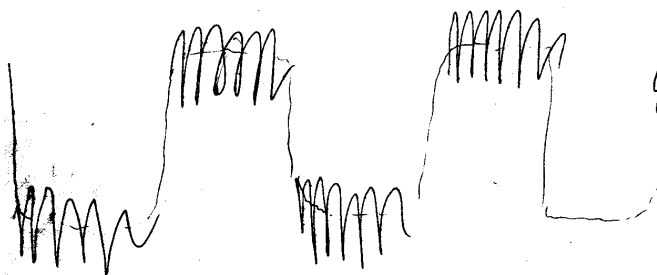
0,3 кгг.



1 кгг.



4 кгг.



3 Заключение. Выводы

В данной работе мы познакомились с тем, как работает биполярный транзистор, с некоторыми радиотехническими устройствами, построенными на биполярном транзисторе. Кроме того, было выяснено экспериментально, как преобразуются некоторые сигналы и суперпозиции сигналов при различных нагрузках. В целом работу можно считать выполненной успешно, поскольку полученные результаты сходятся с теоретическими представлениями.