

ЛЕКЦИЯ № 3

3. Амплитудная модуляция (АМ).

3.1. Временная и спектральная диаграммы сигнала АМ

При АМ амплитуда несущего ВЧ колебания изменяется в соответствии с модулирующим НЧ сигналом.

$$U_{AM}(t) = U_m (1 + M_A U_{нч}(t)) \cos \omega_0 t \quad (3.1)$$

U_m - средняя амплитуда АМ сигнала.

M_A - глубина (коэффициент) АМ.

$$0 \leq M_A \leq 1$$

Если модулирующий сигнал гармонический:

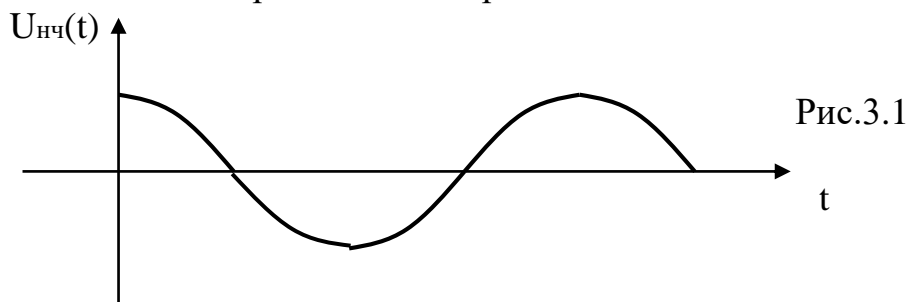
$$U_{нч}(t) = \cos \Omega t$$

Ω - модулирующая, низкая частота,

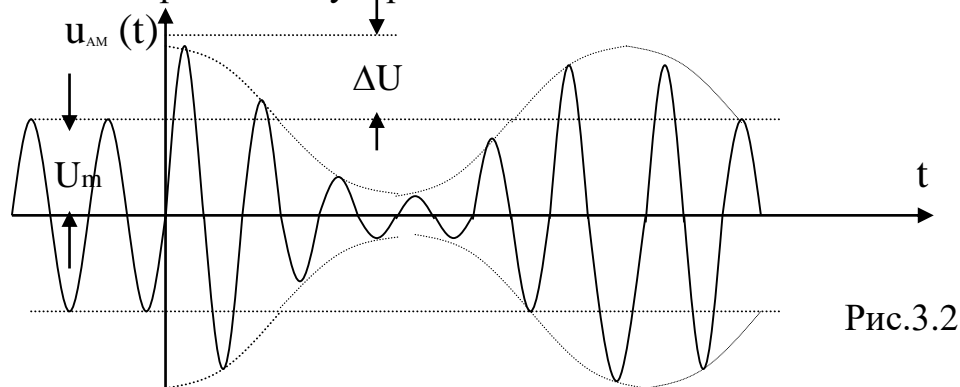
ω_0 - несущая, высокая частота, то АМ сигнал принимает вид:

$$U_{AM}(t) = U_m (1 + M_A \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \quad (3.2)$$

Временная диаграмма НЧ сигнала:



Временная диаграмма модулированного сигнала АМ:



В соответствии с временной диаграммой глубина амплитудной модуляции равна:

$$M_A = \Delta U / U_m. \quad (3.3)$$

Определим спектр АМ сигнала, для чего раскроем скобки в выражении

для АМ и представим произведение косинусов в виде косинуса суммы и разности углов:

$$U_{AM}(t) = U_{\max} (1 + M_A \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = U_{\max} \cos \omega_0 t + \frac{M_A U_{\max}}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{M_A U_{\max}}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (3.4)$$

Спектр модулирующего сигнала $U_{HЧ}(t) = \cos \Omega t$.



Рис.3.3

Спектр АМ сигнала.

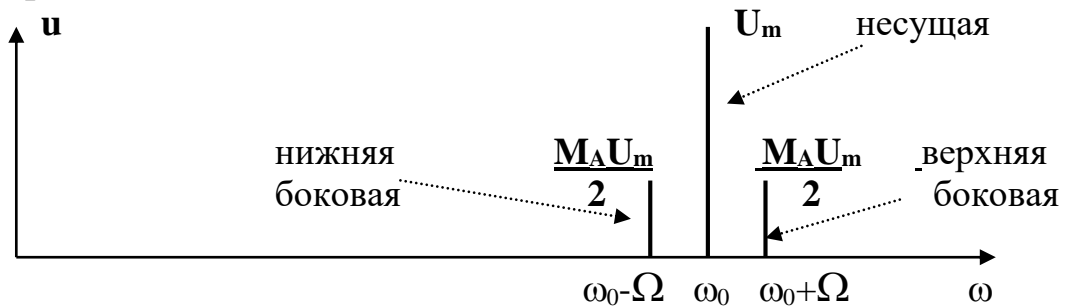


Рис.3.4

Π_{AM} - ширина спектра сигнала АМ – полоса частот, в пределах которой заключена основная доля энергии сигнала.

$$\Pi_{AM} = 2\Omega \quad (3.5)$$

Боковые имеют высоту (амплитуду) не более ПОЛОВИНЫ несущей.

3.2. Амплитудный модулятор.

Схема базового амплитудного модулятора имеет вид:

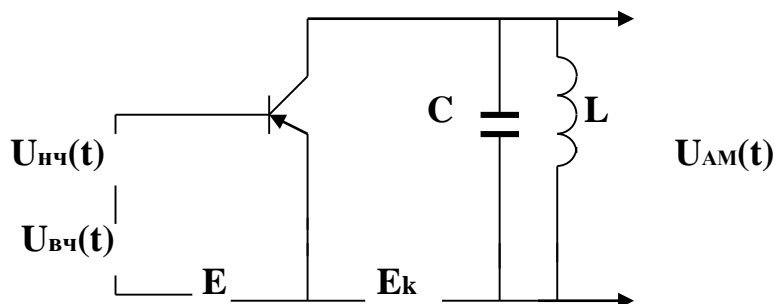


Рис.3.5.

На входе 3 напряжения:

1. $U_{HЧ}$ - модулирующее напряжение.
2. $U_{ВЧ}$ - несущее напряжение.
3. E - напряжение смещения.

$$U_{\text{выход}}(t) = U_{HЧ} + U_{BЧ} + E = V_m \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t + E \quad (3.6)$$

Транзистор – нелинейный элемент. Он преобразует спектр входного процесса, чтобы получить нужные нам частоты (несущую и 2 боковых) ЛС-контур (линейная электрическая цепь) выделяет нужные частоты.

Определим спектр тока на выходе транзистора, если ВАХ транзистора аппроксимируется полиномом второй степени.

$$\begin{aligned} i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 = |U = U_{\text{ex}}(t)| &= a_0 + a_1 (V_m \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t + \\ &+ E) + a_2 (V_m \cos \Omega t + U_m \cos \omega_0 t + E)^2 = a_0 + a_1 V_m \cos \Omega t + \\ &+ a_1 U_m \cos \omega_0 t + a_1 E + 0.5 a_2 V_m^2 + 0.5 a_2 V_m^2 \cos 2\Omega t + 0.5 a_2 U_m^2 + \\ &0.5 a_2 U_m^2 \cos 2\omega_0 t + a_2 E^2 + 2 a_2 V_m U_m \cos \Omega t \cos \omega_0 t + 2 a_2 E V_m \times \\ &\times \cos \Omega t + 2 a_2 E U_m \cos \omega_0 t \end{aligned}$$

Построим спектр входного напряжения:

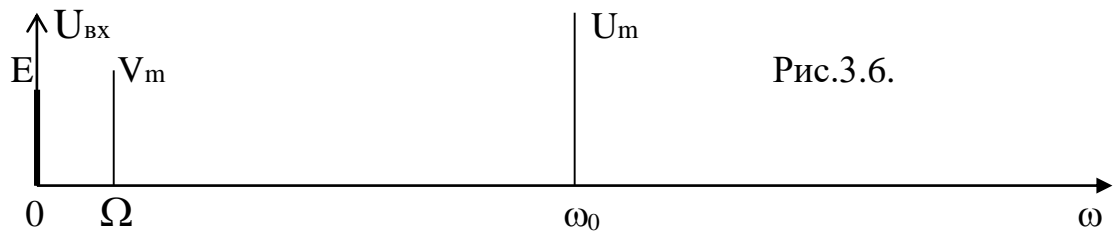


Рис.3.6.

В соответствии с расчетом построим и спектр тока i через транзистор:

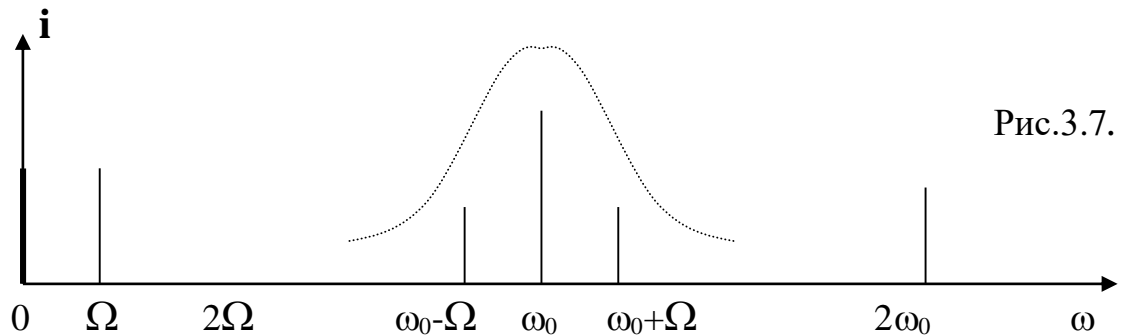


Рис.3.7.

Резонансный контур настроен на ω_0 и выделяет частоты $\omega_0, (\omega_0 \pm \Omega)$.

Сопротивление резонансного контура имеет вид:

$$Z(\omega) = \frac{R_{\text{э}}}{\sqrt{1 + \left[2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right]^2}} \quad (3.7)$$

АЧХ контура показана на рис.3.7 пунктиром.

На контуре выделяются токи с частотами $\omega_0, (\omega_0 \pm \Omega)$. Для каждой из этих частот резонансный контур имеет свое сопротивление. Умножив амплитуду соответствующей составляющей тока на сопротивление контура для этой частоты, получим амплитуду составляющей напряжения на контуре. В целом, мы получим на контуре АМ сигнал:

$$U_{AM}(t) = (a_1 U_m + 2a_2 E U_m) R_3 \cos \omega_0 t + a_2 V_m U_m \frac{R_3}{\sqrt{1 + (2Q \frac{\Omega}{\omega_0})^2}} \times$$

$$\times [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]$$

1-ое слагаемое – несущая частота АМ сигнала.

2-ое слагаемое – боковые частоты АМ сигнала.

Спектр напряжения на контуре представляет собой спектр АМ сигнала, рассмотренный нами выше.

3.3. Статическая модуляционная характеристика (СМХ).

СМХ – это зависимость амплитуды 1-ой гармоники выходного тока I_1 модулятора от напряжения смещения E при амплитуде вч несущей $U_m = \text{const}$ и амплитуде нч модулирующего сигнала $V_m = 0$.

3.3.1. Расчет СМХ методом угла отсечки.

1. Аппроксимируем ВАХ отрезками прямых.

$$i = \begin{cases} 0, U > E_0 \\ S(U - E_0), U \leq E_0 \end{cases} \quad S < 0;$$

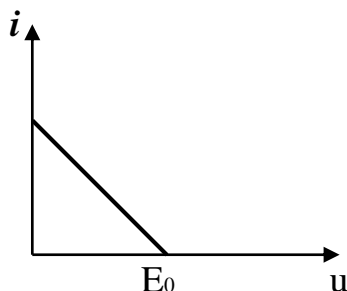


Рис.3.8.

2. Определяем пределы изменения смещения E .

$$E_0 - U_m \leq E \leq E_0 + U_m$$

U_m – амплитуда несущей.

3. Задаёмся напряжением смещения E' .

4. Определяем угол отсечки:

$$\cos \theta = \frac{E' - E_0}{U_m}$$

5. Определяем амплитуду первой гармоники:

$$I_1 = |S U_m \gamma_1(\theta)|, \text{ где } \gamma_1(\theta) - \text{коэффициент Берга}$$

6. Возвращаемся в пункт 3 и т.д.

Стандартный вид СМХ показан на рис. 3.9.

Рассмотрим выбор рабочего режима по СМХ.

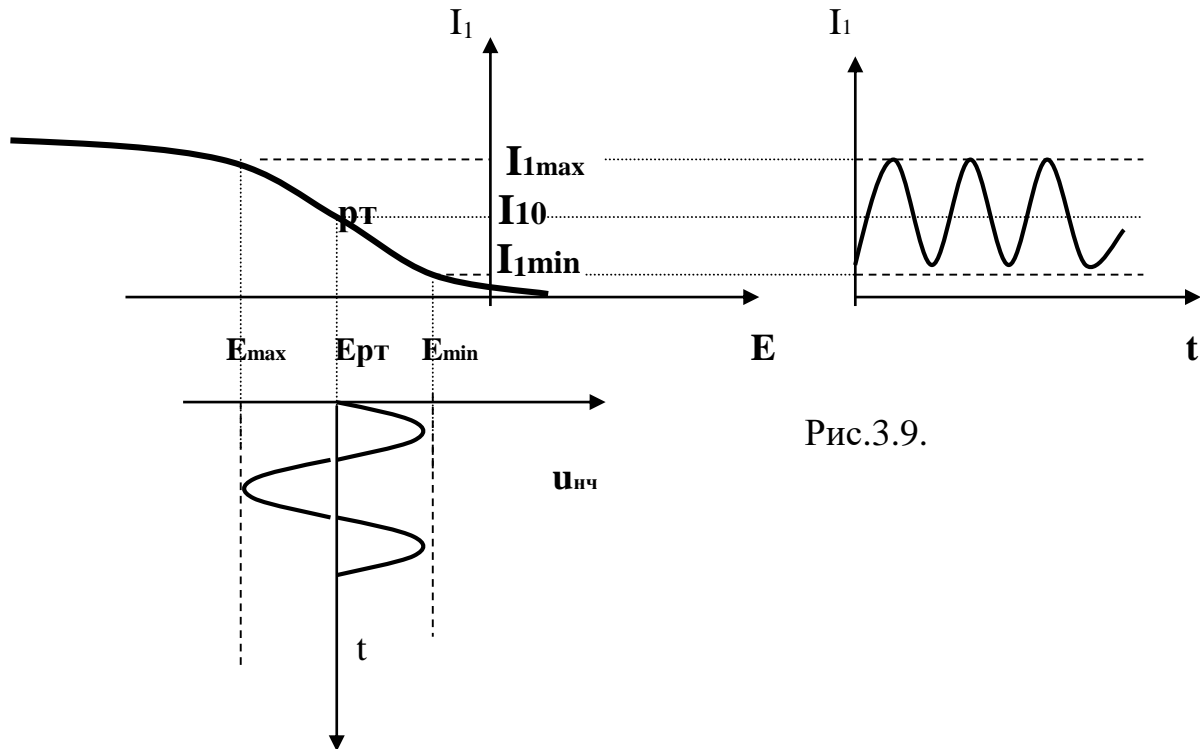


Рис.3.9.

1. Выбираем линейный участок (на глаз).
2. Определяем E_{\min} , E_{\max} , I_{\max} , I_{\min} .
3. Выбираем рабочую точку в середине линейного участка Р.Т. (I_{10} ; $E_{р.т.}$)
4. Определяем максимальную амплитуду модулирующего сигнала для неискажённой модуляции:

$$V_{\max} = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{2}$$

5. Определяем максимальную глубину амплитудной модуляции для неискажённых АМ:

$$M_A = \frac{I_{1\max} - I_{1\min}}{I_{1\max} + I_{1\min}}$$

Далее рассмотрим спектры АМ сигналов при более сложных модулирующих сигналах.

Для простейшего случая, когда модулирующий сигнал представляет собой моногармоническое колебание, спектр модулирующего сигнала показан на рис.3.3 и спектр АМ сигнала на рис.3.4.

Пусть модулирующий сигнал содержит две частоты Ω_1 и Ω_2 .

Если спектр модулирующего сигнала более сложный, то усложняется спектр АМ сигнала: он содержит спектр модулирующего сигнала, перенесённый на частоту ω_0 , несущую частоту ω_0 и зеркальное отражение спектра модулирующего сигнала относительно несущей.

Спектр модулирующего сигнала.



Рис.3.10.

Спектр АМ сигнала.

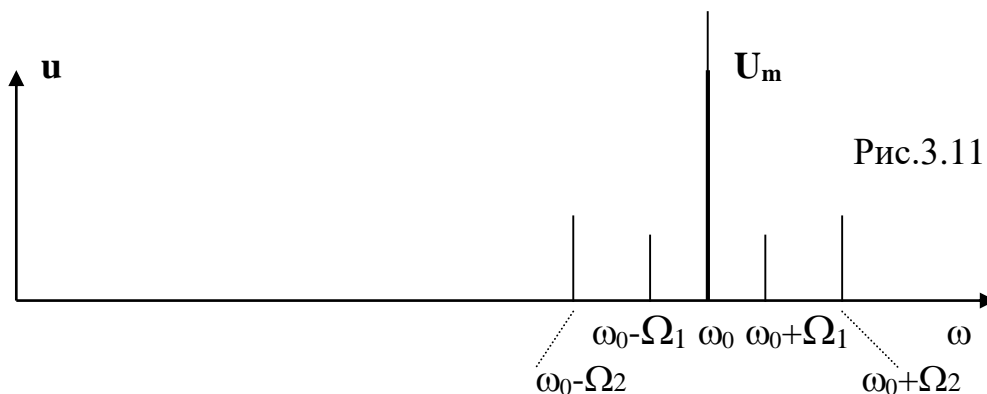


Рис.3.11.

В этом случае, ширина спектра АМ сигнала Π_{AM} равна удвоенной максимальной модулирующей частоте :

$$\Pi_{AM} = 2\Omega_2$$

Если спектр модулирующего сигнала будет сплошным в некоторой полосе частот:



Рис.3.12.

то спектр АМ сигнала также будет иметь верхнюю и нижнюю боковые полосы частот, и тоже сплошные:

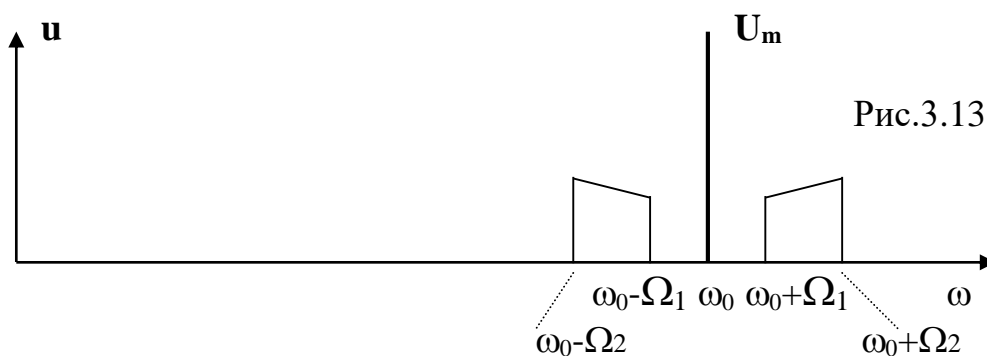


Рис.3.13.

3.4. Энергетические показатели АМ.

Определим среднюю мощность АМ сигнала на сопротивление R за большой интервал времени:

$$U_{AM}(t) = U_m(1 + M_A \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \frac{U_{AM}^2(t)}{R} dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \frac{U_m^2}{R} (1 + M_A \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_0 t dt =$$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left(\frac{U_m^2}{R} + \frac{2U_m^2 M_A}{R} \cos \Omega t + \frac{U_m^2 M_A^2}{R} \cos^2 \Omega t \right) (0.5 + 0.5 \cos 2\omega_0 t) dt =$$

Все слагаемые, содержащие $\cos \Omega t, \cos 2\omega_0 t$ после интегрирования и усреднения по времени уничтожаются, так что остаются два слагаемых:

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left(\frac{U_m^2}{R} + \frac{U_m^2 M_A^2}{2R} \right) \frac{1}{2} dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{4T} \int_{-T}^T \left(\frac{U_m^2}{R} + \frac{U_m^2 M_A^2}{2R} \right) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{4T} \frac{U_m^2}{R} t \Big|_{-T}^T +$$

$$+ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{4T} \frac{U_m^2 M_A^2}{2R} t \Big|_{-T}^T = \frac{U_m^2}{2R} + \frac{U_m^2 M_A^2}{4R} \quad (3.8)$$

1-ое слагаемое – мощность несущей, 2-ое слагаемое – мощность боковых.

При амплитудной модуляции мощность боковых, которые переносят полезную информацию даже при $M_A=1$ составляют, только 1/3 средней мощности передатчика. 2/3 мощности передатчика тратится на излучение несущей, которая не несёт информацию. Т.е., АМ имеет плохие энергетические показатели. Поэтому используются более эффективные виды модуляции.

3.5. Балансная АМ (БАМ)

При БАМ не передают несущей частоты. Спектр БАМ при гармонической модуляции имеет вид:

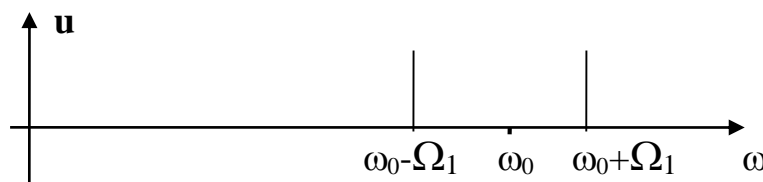


Рис.3.14.

3.6. Однополосная модуляция (ОМ)

Так как верхняя и нижняя боковые одинаковые, то можно передавать только одну боковую, однако, для детектирования сигнала ОМ на приеме необходимо точно восстановить несущую частоту, поэтому надо передавать кусочек несущей – “пилот-сигнал”. Спектр сигнала ОМ имеет следующий вид при гармонической модуляции:

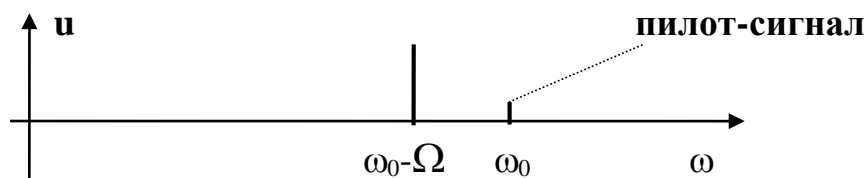


Рис.3.15.

ПРЕИМУЩЕСТВА ОМ:

1. Вся мощность передатчика тратится на передачу информации.
2. Ширина спектра ОМ равна : $P_{OM} \approx \Omega$, т.е. в 2 раза меньше, чем ширина спектра АМ или БАМ.

Недостатки ОМ:

1. Усложнение схемы приемников, т.к. надо восстанавливать несущую.
2. Необходимо передавать пилот-сигнал.

3.7. Детектирование (демодуляция) сигналов АМ.

3.7.1. Диодный детектор сигналов АМ

Детектор сигналов АМ предназначен для того, чтобы из ВЧ АМ сигнала получить НЧ модулирующий сигнал. Схема простейшего амплитудного диодного детектора показана на рис.3.16.

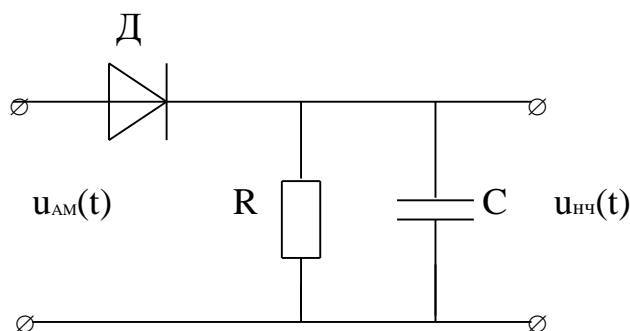


Рис.3.16.

Назначение нелинейного элемента, диода – преобразование ВЧ АМ сигнала, его нелинейное преобразование с целью создания нужных нам низких, модулирующих частот.

Назначение линейной цепи, т.е. RC фильтра нижних частот (ФНЧ), выделение низкой частоты, т.е. выделение спектра модулирующего сигнала. Вольтамперная характеристика ВАХ диода показана на рис. 3.17.

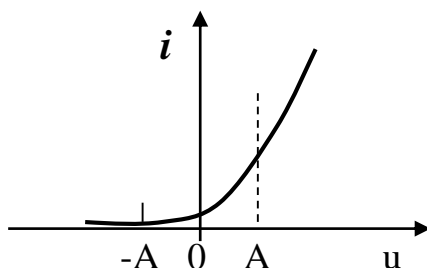


Рис. 3.17.

1. Для маленьких напряжений ВАХ диода хорошо аппроксимируется полиномом 2-ой степени ($i=aU^2$), поэтому детектор для маленьких напряжений называется квадратичным. Рабочий участок ВАХ для квадратичного детектора А-А (рис.3.17).
2. Для больших напряжений ВАХ диода аппроксимируется отрезками прямых (линейно-ломанная аппроксимация).

Для сигналов с большой амплитудой детектор называется "линейным".

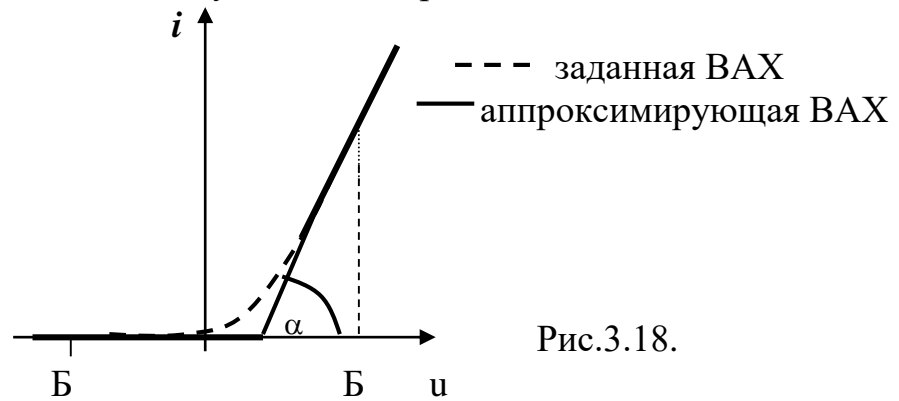


Рис.3.18.

Рабочий участок Б-Б не линейный, а линейно-ломанный.

3.7.2. Квадратичный детектор.

Как мы уже говорили, в этом случае ВАХ диода аппроксимируется полиномом второй степени и, следовательно, для определения спектра тока через диод используется метод "кратных дуг". На вход детектора подаем амплитудно-модулированный сигнал, т.е. выражение для АМ сигнала надо подставить в полином:

$$\begin{aligned}
 i &= aU^2 = / U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{ам}}(t) = U_m(1 + M_a \cos(\Omega t) \cos(\omega_0 t)) / = \\
 &= aU_m^2(1 + M_a \cos(\Omega t))^2 \cos^2(\omega_0 t) = aU_m^2(1 + 2M_a \cos(\Omega t) + \\
 &\frac{M_a^2}{2} + \frac{M_a^2}{2} \cos(2\Omega t)) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t) \right) = \\
 &= \frac{aU_m^2}{2} \left(1 + \frac{M_a^2}{2} \right) + aU_m^2 M_a \cos(\Omega t) + \frac{aU_m^2 M_a^2 \cos(2\Omega t)}{4} + \\
 &+ \frac{aU_m^2}{2} \left(1 + \frac{M_a^2}{2} \right) \cos(2\omega_0 t) + \frac{aU_m^2 M_a}{2} (\cos((2\omega_0 - \Omega)t) + \cos((2\omega_0 + \Omega)t)) + \\
 &\frac{aU_m^2 M_a^2}{8} (\cos((2\omega_0 - 2\Omega)t) + \cos((2\omega_0 + 2\Omega)t))
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

В соответствии с полученным выражением построим спектр тока через диод (см. рис.3.19):

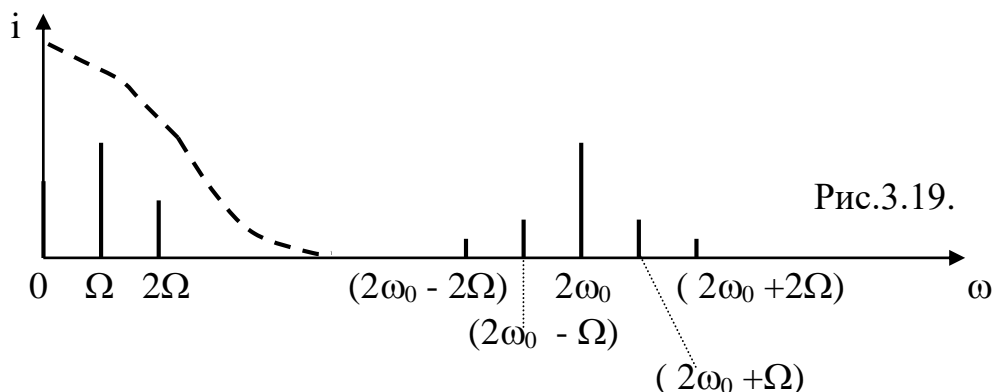


Рис.3.19.

ФНЧ выделяет низкочастотные составляющие тока, т.к. его АЧХ, показанная пунктиром на рисунке 3.19 имеет вид:

$$K(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

Следовательно, ФНЧ выделяет:

- постоянную составляющую с частотой равной 0,
- полезную составляющую с частотой модулирующего колебания Ω , то есть: $I_{\Omega} = aU_m^2 M_A$,
- вторую гармонику полезного сигнала с частотой 2Ω , $I_{2*\Omega} = \frac{aU_m^2 M_a^2}{4}$, которая определяет степень нелинейных искажений полезного сигнала.

Постоянная составляющая легко отделяется разделительной емкостью, которая включается между выходом детектора и входом следующего каскада (обычно, это УНЧ).

При квадратичном детектировании кроме полезной составляющей с частотой Ω возникают нелинейные искажения полезного сигнала с частотой 2Ω . Коэффициент нелинейных искажений равен:

$$K_{н.ч.} = \frac{I_{2\Omega}}{I_{\Omega}} = \frac{M_A}{4} \quad (3.10)$$

Чем глубже, т.е. лучше модуляция, тем больше нелинейные искажения.

3.7.3. Линейный детектор.

Для сильных сигналов с большой амплитудой ВАХ диода аппроксимируется отрезками прямых (см. рис.8.3).

$$i = \begin{cases} 0, \text{ при } U < E_0 \\ S(U - E_0), \text{ при } U \geq E_0 \end{cases}, \text{ где } S = \text{tg } \alpha$$

Метод анализа: метод «угла отсечки». Ток через диод имеет вид импульсов, которые мы можем представить в виде ряда Фурье. Таким образом, ток через диод может быть записан в виде:

$$i = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos(2\omega_0 t) + I_3 \cos(3\omega_0 t) + \dots$$

$$I_k = I_{\max}(t) \alpha_k(\theta) = \underbrace{S U_m (1 + M_a \cos \Omega t)}_{I_{\max}(t)} (1 - \cos \theta) \alpha_k(\theta) \quad (3.11)$$

Спектр тока через диод для режима "линейный детектор" показан на рис.3.20.

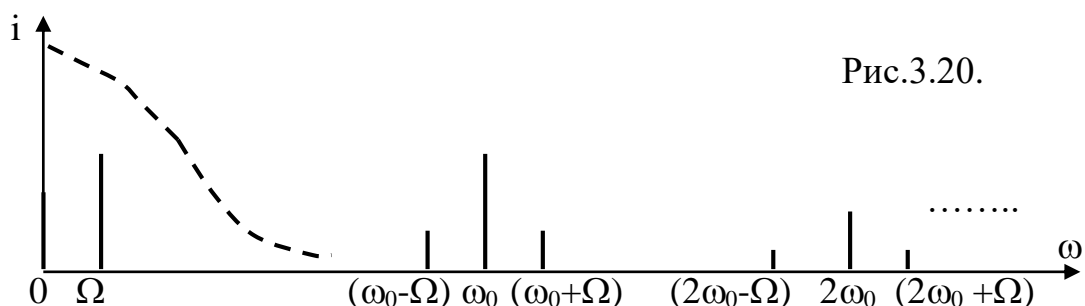


Рис.3.20.

Спектр тока содержит только полезную, модулирующую частоту Ω в низкочастотной области. При линейном детектировании отсутствуют нелинейные искажения полезного сигнала. ФНЧ отфильтровывает высокочастотные составляющие тока, ослабляет их в соответствии с сопротивлением RC цепи для разных частот:

$$Z_{RC} = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (3.12)$$

Напряжения различных составляющих на выходе ФНЧ, соответственно, равны:

$U_{00} = S U_m (1 - \cos \theta) \alpha_0(\theta) R$ - напряжение постоянной составляющей,

$U_{\Omega} = \frac{S U_m (1 - \cos(\Theta)) \alpha_0(\Theta) M_a R}{\sqrt{1 + (2\pi \Omega RC)^2}}$ - напряжение низкой, модулирующей частоты,

$U_{\omega_0} = \frac{S U_m (1 - \cos(\Theta)) \alpha_1(\Theta) R}{\sqrt{1 + (2\pi f_0 RC)^2}}$ - напряжение несущей частоты.

Спектр напряжения на выходе RC-цепочки имеет вид:

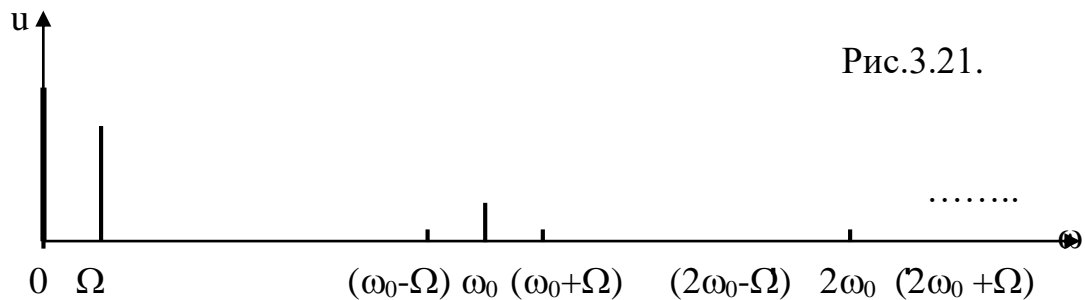


Рис.3.21.

Сравнение спектров рис.8.5 и 8.6 показывает, что ФНЧ заметно ослабляет несущую частоту по сравнению с низкой частотой, т.е. улучшает качество детектирования.

3.7.3. Статическая характеристика детектора (СХД)

Статическая характеристика детектора - зависимость постоянной составляющей тока диода I_0 от амплитуды входного ВЧ сигнала:

$$I_0 = f(U_m)$$

Выражение для СХД:

а) для слабых сигналов

$$i = a U_m^2 = \left(U_{вх} = U_m \cos \omega_0 t \right) = a U_m^2 \cos^2 \omega_0 t = \underbrace{\frac{a U_m^2}{2}}_{I_0} + \frac{a U_m^2}{2} \cos 2 \omega_0 t,$$

следовательно
$$I_0 = \frac{a U_m^2}{2} \quad (3.13)$$

б) для сильных сигналов

$$I_0 = S U_m (1 - \cos \theta) * \alpha_0(\theta) \quad (3.14)$$

СХД имеет вид параболы для малых амплитуд и прямой линии для больших амплитуд:

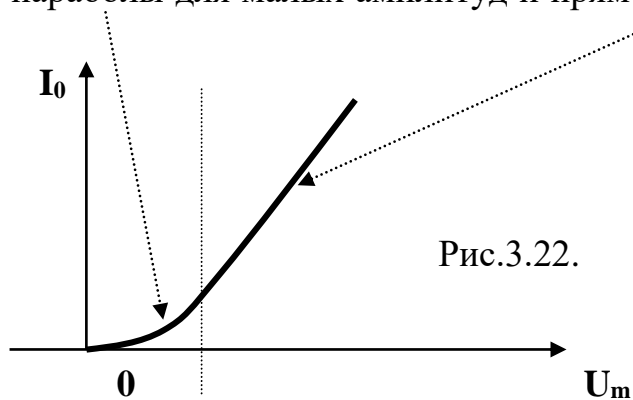


Рис.3.22.