

В.Л. Каминский, Л.И. Тельпуховская

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

Часть 2

Нелинейная радиотехника

Учебное методическое пособие

ТОМСК – 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники(ТОР)

В.Л. Каминский, Л.И. Тельпуховская

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

Часть 2

Нелинейная радиотехника

Учебное методическое пособие

2012

Каминский В.Л., Тельпуховская Л.И.

Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное методическое пособие. В 2-х частях. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2012. – Ч.2: Нелинейная радиотехника. – 26 с.

Разработчик электронной версии: **П.С. Киселёв**

© Каминский В.Л., Тельпуховская Л.И., 2012

© Факультет дистанционного обучения, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

1 Программа.....	4
2 Контрольная работа №1. Аппроксимация вольтамперных характеристик НЭ	6
3 Контрольная работа №2. Спектральный анализ нелинейной цепи, расчет колебательных характеристик средней крутизны	10
4 Контрольная работа №3. LC-автогенератор.....	20
5 Литература	26

1 ПРОГРАММА

Нелинейная радиотехника

- Нелинейные цепи и методы их анализа [1, стр. 5-10].

Принципиальные отличия между линейными и нелинейными цепями.

Нелинейные резистивные элементы.

Аппроксимация вольтамперных характеристик. Применение полиномиальной аппроксимации для спектрального анализа колебаний в нелинейных цепях [1, стр. 10-20].

Кусочно-линейная аппроксимация и ее применение для спектрального анализа колебаний в нелинейных цепях [1, стр. 20-26].

- Преобразования сигналов и спектров в нелинейных цепях [1, стр. 26-32].

Нелинейное усиление и области его применения. Резонансные усилители и умножители частоты [1, стр. 32-40, 69-73].

Амплитудная модуляция. Способы осуществления амплитудной модуляции. Их достоинства и недостатки [1, стр. 136-148].

Преобразование частоты [1, стр. 128-134].

Детектирование АМ-колебаний в нелинейных цепях. [1, стр. 150-157].

Линейный, квадратичный и синхронный детекторы. Детектирование ФМ и ЧМ-колебаний [1, стр. 180-160].

- Генерирование синусоидальных колебаний [1, стр. 103-105].

Определение автоколебательной системы. Обобщенная схема автогенератора, требования к элементам схем автогенераторов [1, стр. 106-109].

Механизм возникновения и установления колебаний в автогенераторе. Дифференциальное уравнение автогенератора, условие самовозбуждения. Стационарный режим автогенератора, баланс фаз и баланс амплитуд [1, стр. 110-112].

Мягкий и жесткий режимы самовозбуждений. Стабильность амплитуды и частоты автоколебаний. Нелинейное уравнение автогенератора. Схемы автогенераторов. Действие внешнего сигнала.

ла на автогенератор, захватывание частоты. RC-генераторы синусоидальных колебаний [1, стр. 113-115].

Контрольные задания выполняются с целью усвоения принципов основных нелинейных радиотехнических процессов, методов их анализа, расчета характеристик преобразования и параметров нелинейных устройств.

Исходными данными для заданий являются динамическая вольтамперная характеристика (ВАХ) нелинейного элемента (НЭ), параметры нагрузки.

2 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №1. АППРОКСИМАЦИЯ ВОЛЬТАМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НЭ

1. Построить динамическую ВАХ НЭ (табл. 1.1).
2. Для построенной динамической ВАХ выполнить кусочно-линейную аппроксимацию.
3. Определить значения напряжения отсечки U'_0 , напряжения насыщения U_n , тока насыщения I_n и крутизны S линейного участка ВАХ.
4. Аппроксимирующую функцию записать в общем и цифровом виде.
5. Аппроксимировать динамическую характеристику полиномом n -ой степени ($n \geq 3$).
6. Вычислить коэффициенты полинома.
7. Построить аппроксимирующий полином, совместив с динамической ВАХ НЭ.

Таблица 1.1 – Динамическая ВАХ

U, В	I, мА									
	1,5	1,0	0	0	1,5	0,8	0,8	0	0,8	1,0
0,15	1,5	1,0	0	0	1,5	0,8	0,8	0	0,8	1,0
0,25	3,0	2,0	0,5	0,5	2,5	2,5	1,5	1,0	1,5	2,0
0,35	5,0	4,0	2,0	1,5	4,0	4,0	3,5	2,0	3,0	5,0
0,5	8,0	5,2	4,8	4,5	6,5	6,5	6,0	5,0	6,0	7,0
0,65	11,5	10,5	7,0	8,5	9,5	10,0	9,5	7,0	9,3	10,8
0,75	13,5	13,0	11,0	11,0	11,5	12,0	11,5	11,0	11,5	13,0
0,85	16,5	15,5	14,0	14,0	14,0	15,0	14,0	14,0	14,0	16,0
1,0	20,0	19,5	18,0	19,0	17,0	18,0	18,0	18,0	18,0	20,5
1,15	24,0	23,3	22,5	24,0	20,0	22,0	22,0	22,5	22,0	24,0
1,25	26,5	25,5	25,5	26,0	23,0	24,0	24,0	25,0	25,0	27,0
1,4	30,0	28,5	29,0	28,0	26,0	28,0	28,0	28,5	28,0	29,5
1,5	31,0	29,5	31,0	28,5	28,0	29,5	29,5	29,5	29,5	30,0
Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Методические указания

Вольтамперная характеристика НЭ задается в виде таблиц, графиков и формул. Для выполнения расчетов устройств, содер-

жащих НЭ, требуется представление ВАХ в виде аналитического выражения. Процедура нахождения аналитического выражения для графически заданной кривой носит название аппроксимации. ВАХ одного и того же НЭ может быть аппроксимирована несколькими методами в зависимости от величины и формы воздействующего сигнала требуемой точности.

В качестве аппроксимирующих функций выбираются: кусочно-линейные, степенные полиномы, некоторые трансцендентные функции.

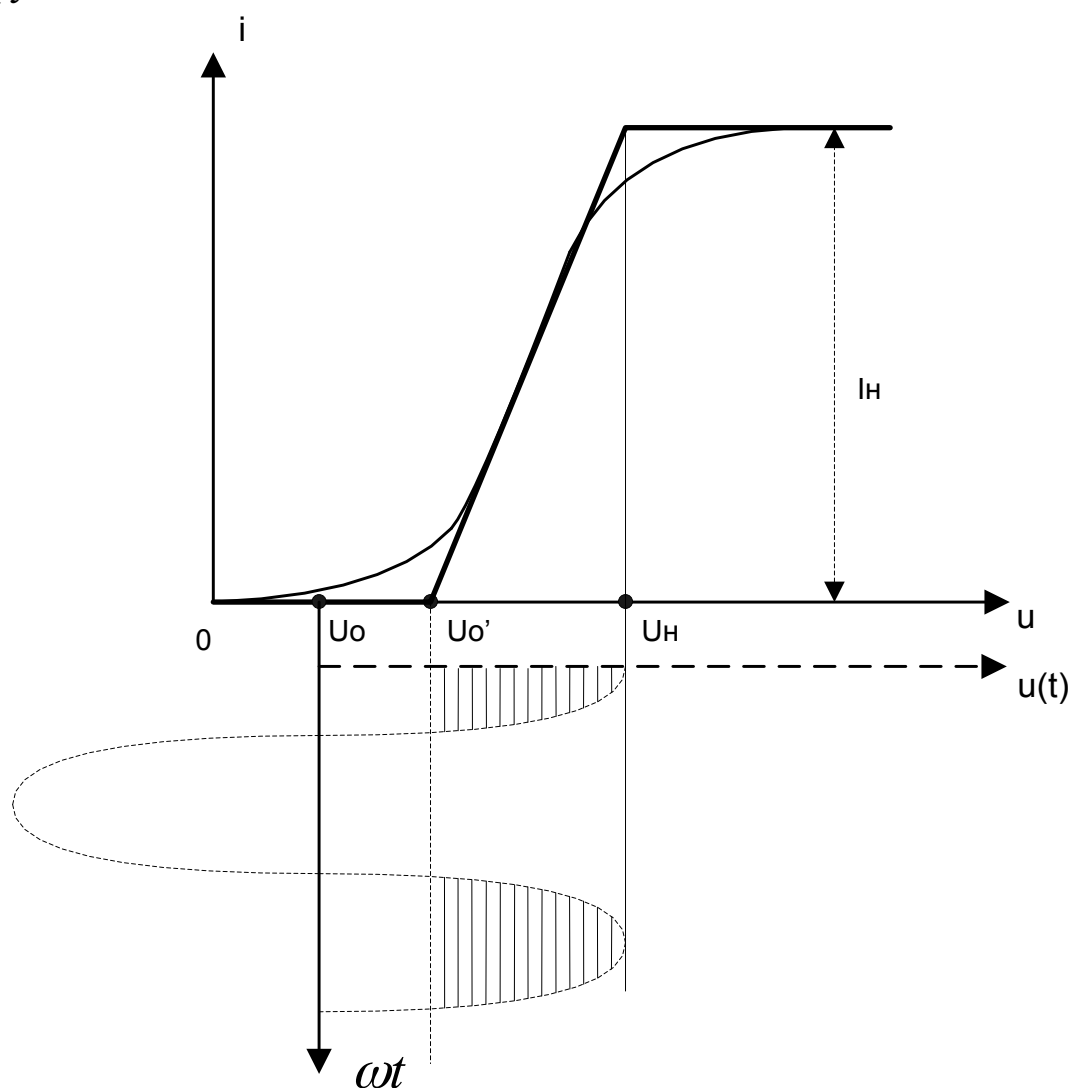


Рисунок 1.1 – Кусочно-линейная аппроксимация

В режиме «большого» сигнала некоторыми малозначительными деталями ВАХ можно пренебречь и заменить плавную кривую несколькими прямолинейными отрезками. Пример при-

веден на рис. 1.1. Такая аппроксимация применяется при расчете резонансного усилителя мощности, автогенератора и т.д.

Реальная ВАХ заменена набором из трех прямых, уравнения которых:

$$\begin{aligned} i &= 0 && \text{при } u < U_0' ; \\ i &= Su && \text{при } U_0' \leq u \leq U_H ; \\ i &= I_H && \text{при } u \geq U_H , \end{aligned}$$

где U_0' – напряжение отсечки,

U_H, I_H – напряжение и ток насыщения,

$S = I_H / (U_H - U_0')$ – крутизна линейного участка ВАХ.

АППРОКСИМАЦИЯ СТЕПЕННЫМ ПОЛИНОМОМ

Полином степени (n)

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3 + \dots + a_nu^n \quad (1. 1)$$

имеет $(n + 1)$ коэффициент. Коэффициенты определяют из условия совпадения аппроксимирующего полинома и аппроксимируемой ВАХ в заранее выбранных $(n + 1)$ точках интервала аппроксимации. Условие совпадения значений обеих функций в $(n + 1)$ дает систему $(n + 1)$ линейных уравнений, необходимых для однозначного определения исходных коэффициентов полинома.

Пример.

Таблица 1.2 – ВАХ полевого транзистора

$U, \text{ В}$	0	-0,5	-1	-1,5	-2	-2,5	-3	-3,5	-4	-4,5	-5	-6
$i, \text{ мА}$	7,5	6,5	5,5	4,5	3,6	2,7	2	1,4	0,75	0,4	0,25	0,1

Выберем интервал аппроксимации $0 \leq u \leq -5,0 \text{ В}$.

Делаем привязку полинома к ВАХ в трех точках:

1) $U_1 = 0 \text{ В}, \quad i_1 = 7,5 \text{ мА};$

2) $U_2 = -2,5 \text{ В}, \quad i_2 = 2,7 \text{ мА};$

3) $U_3 = -5 \text{ В}, \quad i_3 = 0,25 \text{ мА},$

решая систему из трех уравнений,

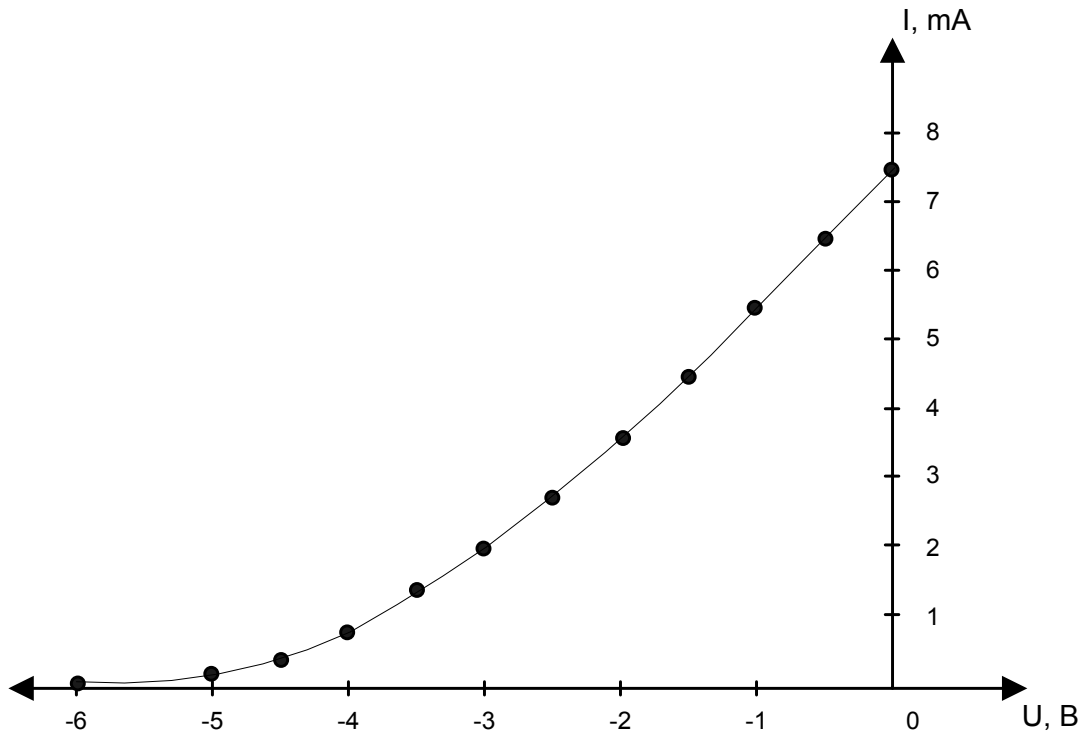


Рисунок 1.2 – ВАХ полевого транзистора

$$i = 7,5 = a_0,$$

$$i = 2,7 = a_0 - 2,5 a_1 + 6,25 a_2,$$

$$i = 0,25 = a_0 - 5 a_1 + 25 a_2,$$

находим коэффициенты аппроксимации:

$$a_0 = 7,5 \text{ мА}; \quad a_1 = 2,39 \frac{\text{мА}}{\text{В}}; \quad a_2 = 0,188 \frac{\text{мА}}{\text{В}^2}.$$

Запишем полином

$$i = 7,5 + 2,39u + 0,188u^2, \text{ мА}.$$

Необходимо помнить, что рабочий участок ВАХ, определяемый величиной воздействующего сигнала, должен находиться внутри интервала аппроксимации.

Аппроксимация ВАХ относительно рабочей точки U_0 приведена в учебном пособии Н.П. Денисова, А.В. Шарапова и А.А. Шибяева [1, стр.15-18].

3 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №2. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ, РАСЧЕТ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СРЕДНЕЙ КРУТИЗНЫ

1. Рассчитать методами трех и пяти ординат амплитуды гармоник тока на выходе НЭ при действии гармонического сигнала, амплитуда U_m которого составляет половину раствора ВАХ НЭ.

2. Рассчитать амплитуды гармонических составляющих тока методом кратных дуг (кратного аргумента).

3. Рассчитать амплитуды гармонических составляющих тока методом угла отсечки.

4. Сравнить результаты трех методов и прокомментировать их.

5. Рассчитать и построить спектр амплитуд гармоник напряжения на нагрузке, используя данные для гармонических составляющих тока, вычисленных в п. 3.

6. Рассчитать и построить колебательные характеристики $I_{m1} = f(U_m)$, при $U_0 = \text{const}$ для двух значений смещения U_0 .

7. Рассчитать и построить характеристики средней крутизны $Scr. = f(U_m)$ для двух значений смещения U_0 от амплитуды входного гармонического сигнала U_m .

Примечание: значения смещения U_0 в п.6 и п.7 выбрать:

а) U_0 – в середине линейного участка ВАХ НЭ (задание 1);

б) U_0 – в режиме отсечки тока, т.е. $U_0 \leq U_0'$.

Таблица 2.1 – Параметры нагрузки

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$R_p, \text{ Ом}$	200	300	400	500	250	350	450	375	425	475
$R_{\text{потерь}}, \text{ Ом}$	5	6	7	8	9	10	5,5	6,5	7,5	8,5
$Q_{\text{добротность}}$	15	16	17	18	19	20	22	24	25	26
$f_0, \text{ кГц}$	250	260	265	270	280	290	295	300	305	310

Методические указания

Каждому способу аппроксимации ВАХ соответствует метод спектрального анализа.

Таблица 2.2 – Выбор метода спектрального анализа

Метод аппроксимации	Метод спектрального анализа
Графическое представление ВАХ (гармоническое воздействие)	Методы трех и пяти ординат
Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ	Метод академика А.И. Берга (метод угла отсечки)
Аппроксимация степенным полиномом	Метод кратного аргумента (метод кратных дуг)

МЕТОДЫ ТРЕХ И ПЯТИ ОРДИНАТ

На НЭ действует гармонический сигнал, ВАХ которого представлена рисунком 2.1

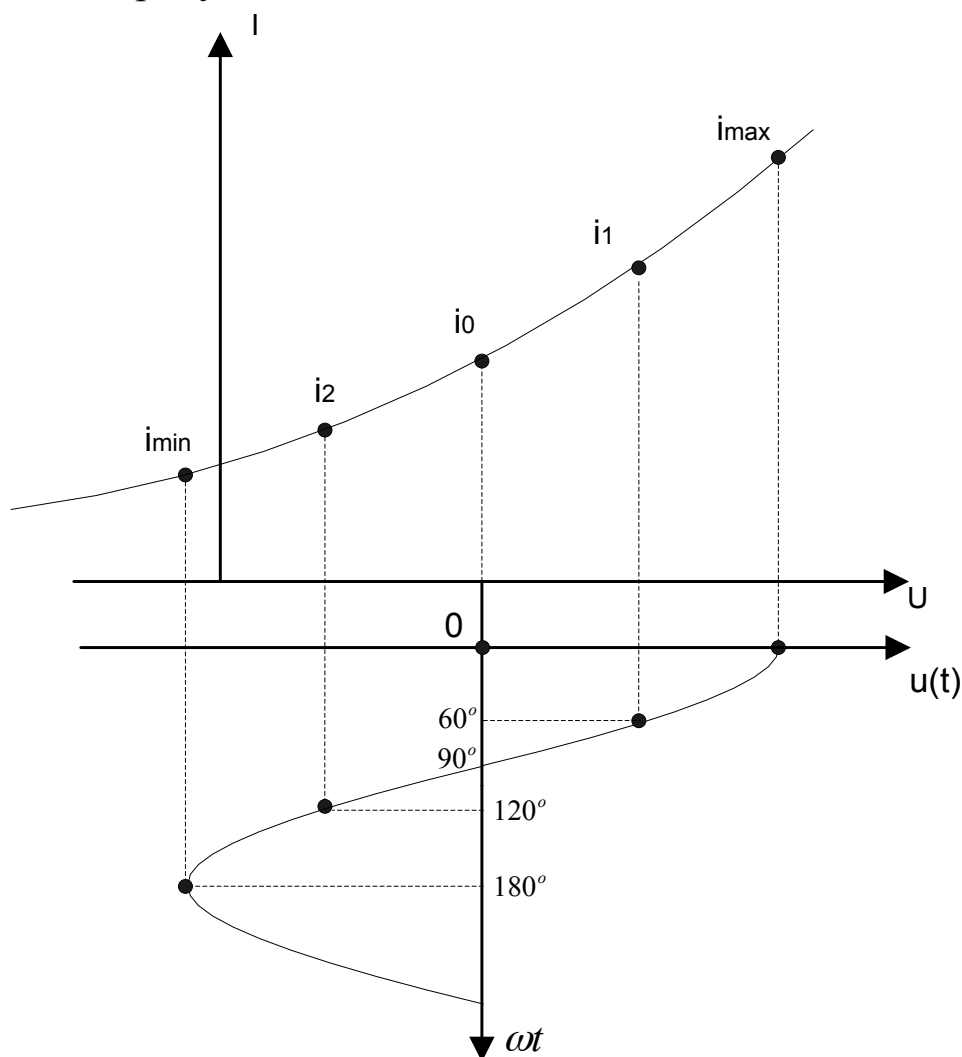


Рисунок 2.1 – К методам трех и пяти ординат

Мгновенные значения тока соответствуют фазам воздействия:

$$\begin{aligned} i_{\max} &- \text{фаза } 0^0; & i_1 &- \text{фаза } 60^0; & i_0 &- \text{фаза } 90^0; & i_2 &- \text{фаза } 120^0; \\ i_{\min} &- \text{фаза } 180^0. \end{aligned}$$

Если использовать три ординаты i_{\max} , i_0 , i_{\min} , соответствующие фазам 0^0 ; 90^0 ; 180^0 , то при подстановке их в ряд Фурье

$$i(t) = I_0 + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots I_{mn} \cos n\omega t, \quad (2.1)$$

получим систему из трех уравнений:

$$\left. \begin{aligned} 1) \text{ при } \quad \omega t = 0 & \quad i = i_{\max} = I_0 + I_{m1} + I_{m2}; \\ 2) \text{ при } \quad \omega t = 90^0 & \quad i = i_0 = I_0 - I_{m2}; \\ 3) \text{ при } \quad \omega t = 180^0 & \quad i = i_{\min} = I_0 - I_{m1} + I_{m2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

Решив систему (2.2) относительно I_0 , I_{m1} , I_{m2} , найдем величины спектральных составляющих тока:

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= \frac{i_{\max} + i_{\min} + 2i_0}{4}; \\ I_{m1} &= \frac{i_{\max} - i_{\min}}{2}; \\ I_{m2} &= \frac{i_{\max} + i_{\min} - 2i_0}{4}. \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Используя набор i_{\max} , i_1 , i_0 , i_2 , i_{\min} для фаз 0^0 , 60^0 , 90^0 , 120^0 , 180^0 , подставляя их в (2.1) и решая систему относительно спектральных составляющих тока, запишем:

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{6} [(i_{\max} + i_{\min}) + 2(i_1 + i_2)], \\ I_{m1} &= \frac{1}{3} [(i_{\max} - i_{\min}) + (i_1 - i_2)], \\ I_{m2} &= \frac{1}{4} [(i_{\max} + i_{\min}) - 2i_0], \\ I_{m3} &= \frac{1}{6} [(i_{\max} - i_{\min}) - 2(i_1 - i_2)], \\ I_{m4} &= \frac{1}{12} [(i_{\max} + i_{\min}) - 4(i_1 + i_2) + 6i_0]. \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

Формулы (2.4) называются формулами «метода пяти ординат».

МЕТОД УГЛА ОТСЕЧКИ

Метод угла отсечки применим в случае «большой» амплитуды воздействующего сигнала. Проиллюстрируем данный метод рисунком 2.2.

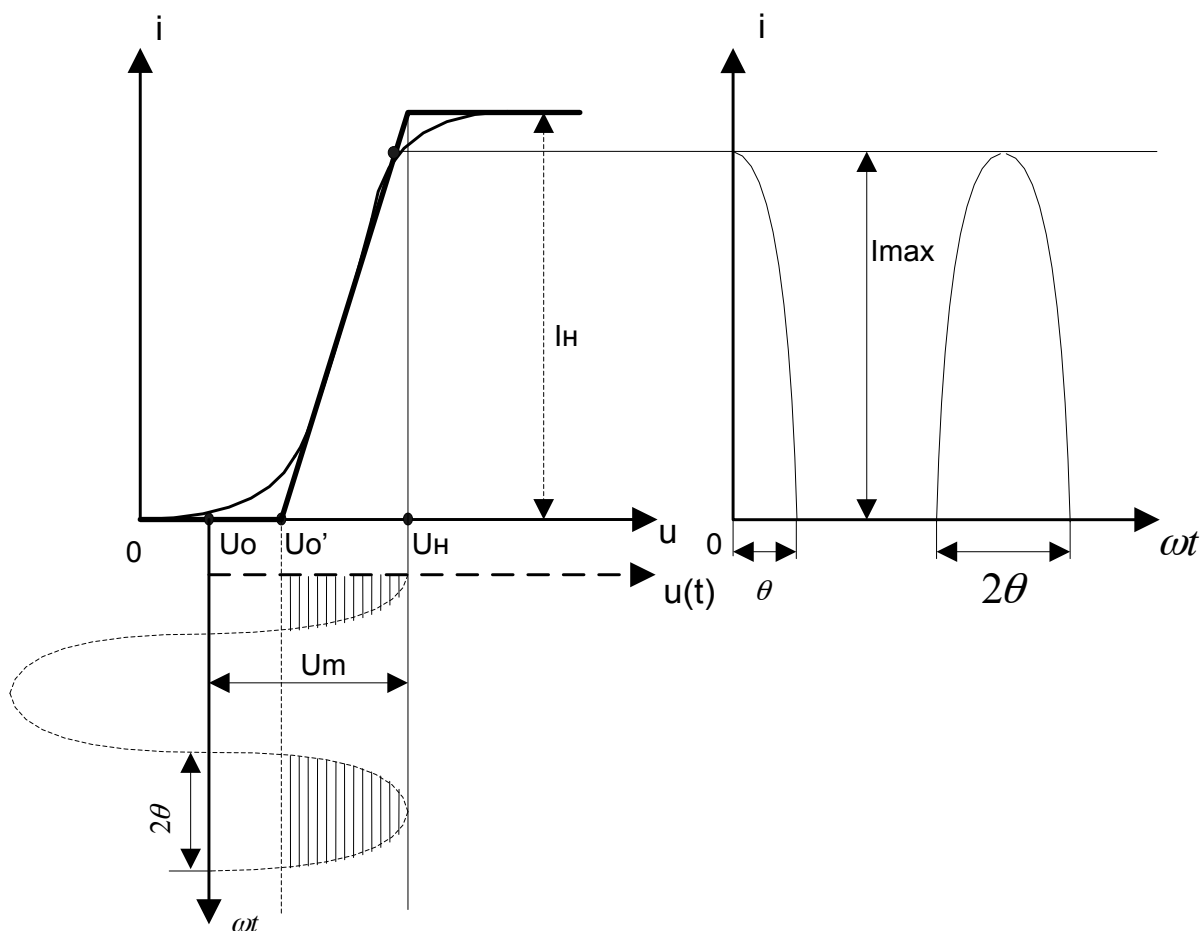


Рисунок 2.2 – Режим работы с отсечкой тока

Импульсы тока достигают высоты $I_{\max} = (U_m - U_0') S$.

На рисунке 2.2 через θ обозначен угол отсечки, под которым понимают половину длительности косинусоидального импульса, выраженную в доле периода (радианы или градусы), в течение которой протекает ток через НЭ.

Для мгновенного значения тока через НЭ при $0 \leq \omega t \leq \theta$ можно записать

$$i(t) = S(U_m \cos \omega t - U_0' + U_0). \quad (2.5)$$

При $\omega t = 0$ $i(t) = I_{\max}$, т.е

$$i(t) = I_{\max} = S(U_m - U_0' + U_0), \quad (2.6)$$

а при $\omega t = \theta$

$$i(t) = 0 = S(U_m \cos \theta - U_0' + U_0). \quad (2.7)$$

Из (2.7) следует, что

$$\cos \theta = \frac{U_0' - U_0}{U_m}. \quad (2.8)$$

А максимальный импульс тока можно записать

$$I_{\max} = S U_m (1 - \cos \theta). \quad (2.9)$$

На интервале $\theta \leq \omega t \leq \theta$

$$i(t) = S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) = \quad (2.10)$$

$$= \frac{I_{\max}}{1 - \cos \theta} \cdot (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (2.11)$$

Периодическая последовательность «косинусоидальных» импульсов может быть представлена рядом Фурье (2.1).

Определив коэффициенты ряда Фурье, постоянную составляющую I_0 и амплитуды гармоник I_{mn} , пронормировав их относительно I_{\max} , получим коэффициенты Берга $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ и т.д.:

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{I_{\max}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad (2.12)$$

$$\alpha_1 = \frac{I_{m1}}{I_{\max}} = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad (2.13)$$

$$\alpha_n = \frac{I_{mn}}{I_{\max}} = \frac{2(\sin n\theta \cdot \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi \cdot n(n^2 - 1) \cdot (1 - \cos \theta)}. \quad (2.14)$$

Графики коэффициентов Берга и их подробный вывод представлены в учебном пособии [1, стр. 23-25].

Расчет спектра по методу Берга:

1) выполняется кусочно-линейная аппроксимация НЭ; определяется напряжение отсечки U_0' , выбирается напряжение смещения U_0 , задается амплитуда U_m воздействующего сигнала;

2) по формуле (2.8) рассчитывается угол отсечки θ ;

3) по графикам коэффициентов Берга [1, стр. 23] или по формулам (2.12), (2.13), (2.14) определяются коэффициенты Берга $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ и т.д.;

4) спектральный состав тока рассчитывается из выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= \alpha_0 I_{\max}, \\ I_{m1} &= \alpha_1 I_{\max}, \\ I_{m2} &= \alpha_2 I_{\max}, \\ I_{mn} &= \alpha_n I_{\max}. \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

МЕТОД КРАТНОГО АРГУМЕНТА

Метод кратного аргумента или метод кратных дуг применим при любых воздействиях, важно лишь, чтобы амплитуда воздействующего сигнала не выходила за пределы интервала полиномиальной аппроксимации.

Пусть ВАХ НЭ аппроксимирована на заданном интервале полиномом (1.1). Если на НЭ воздействует гармонический сигнал относительно рабочей точки U_0 , то

$$u = U_0 + U_m \cos \omega t. \quad (2.16)$$

Подставляя (2.16) в (1.1) и используя формулы кратных аргументов [1, стр.29], запишем амплитуды постоянной и гармонических составляющих через НЭ в виде:

$$I_0 = i_0 + a_1 U_0 + a_2 U_0^2 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + a_3 U_0^3 + \frac{3}{2} a_3 U_0 U_m^2 + 3a_4 U_0^2 U_m^2 + \dots,$$

где $i_0 = i(U_0')$ – величина постоянного тока в рабочей точке U_0 .

$$\left. \begin{aligned}
 I_{m1} &= a_1 U_m + 2a_2 U_0 U_m + 3a_3 U_0^2 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \dots \\
 I_{m2} &= \frac{1}{2} a^2 U_m^2 + \frac{3}{2} a_3 U_0 U_m^2 + 3a_4 U_0 U_m^3 + \dots \\
 I_{m3} &= \frac{1}{4} a_3 U_m^3 + a_4 U_0 U_m^3 + \dots \\
 I_{m4} &= \frac{1}{8} a_4 U_m^4 + \dots
 \end{aligned} \right\} (2.17)$$

Необходимо заметить, что величина спектральных составляющих зависит от смещения U_0 . Если рабочую точку выбрать при $U_0 = 0$, то формулы (2.17) и соответственно расчет упрощаются. Для расчета спектра напряжений на нагрузке целесообразно рассчитать сопротивление $Z(k\omega)$ для различных гармоник по формуле

$$Z(k\omega) = \frac{R_p}{1 + jQ\left(\frac{k-1}{k}\right)}, \quad (2.18)$$

где $k = \frac{\omega}{\omega_0}$ – номер гармоники, причем для первой гармоники

напряжение $Z(1 \cdot \omega) = R_p$, для постоянной составляющей напряжения сопротивление равно сопротивлению потерь. В итоге, модули постоянной и гармонических составляющих напряжения рассчитаем по формулам:

$$U_{m0} = R_{\text{потерь}} \cdot I_0,$$

$$U_{m1} = R_p \cdot I_{m1},$$

$$U_{m2} = \frac{R_p}{\sqrt{1+Q^2} \cdot \frac{1}{4}} \cdot I_{m2},$$

$$U_{m3} = \frac{R_p}{\sqrt{1+Q^2} \cdot \frac{4}{9}} \cdot I_{m3} \quad \text{и т.д.}$$

РАСЧЕТ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Колебательной характеристикой называется зависимость амплитуды тока первой гармоники I_{m1} от амплитуды воздействующего сигнала U_m при $U_0 = \text{const}$, т.е. $I_{m1} = f(U_m)$, $U_0 = \text{const}$.

Выберем рабочую точку в середине линейного участка ВАХ. Изменяя амплитуду воздействующего сигнала U_m , рассчитаем I_{m1} методом кратных дуг. Предварительно аппроксимируем характеристику НЭ полиномом третьей степени.

Примечание: коэффициенты аппроксимации определяются методом выбранных точек относительно рабочей точки, находящейся в середине линейного участка ВАХ НЭ.

Результаты расчета I_{m1} от U_m сведены в таблицу 2.2.

Таблица 2.2

$U_m, \text{В}$	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5
$I_{m1}, \text{мА}$	12	21,5	27	30	28,5	27

Вид колебательной характеристики, построенной на основе данных таблицы 2.2, приведен на рисунке 2.3.

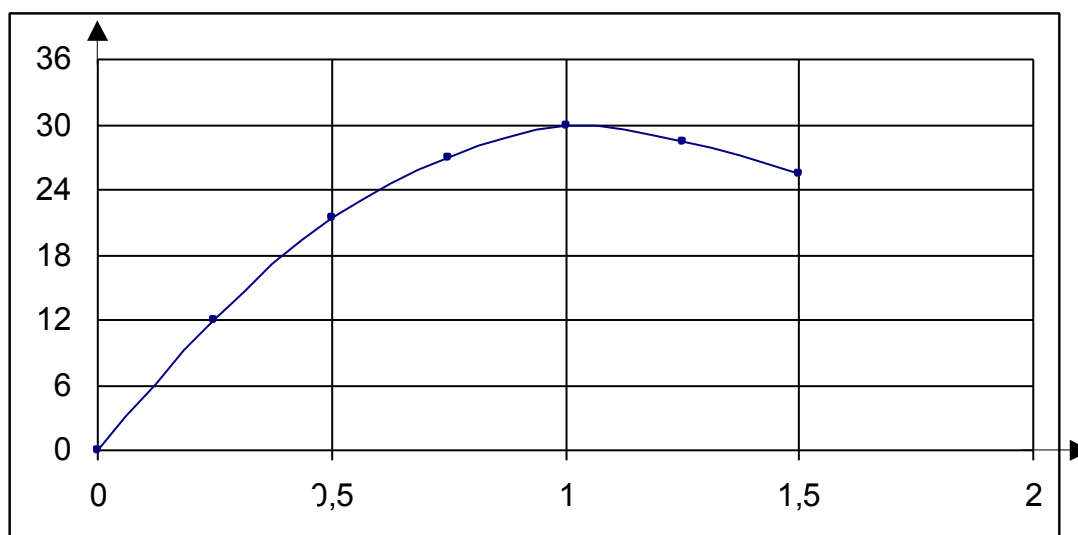


Рисунок 2.3 – Колебательная характеристика при U_0 , выбранном в середине линейного участка ВАХ

Переместив рабочую точку в режим отсечки тока $U_0 = U'_0$, рассчитаем I_{m1} в зависимости от U_m методом угла отсечки. Данные расчета приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3

 $U_m, \text{В}$

$U_m, \text{В}$	0,5	0,75	1	1,5	2,25	2,5	3
I_{m1}, mA	3	5,5	14	27,5	30	28,5	22,5

Колебательная характеристика для $U_0 = U'_0$ приведена на рисунке 2.4.

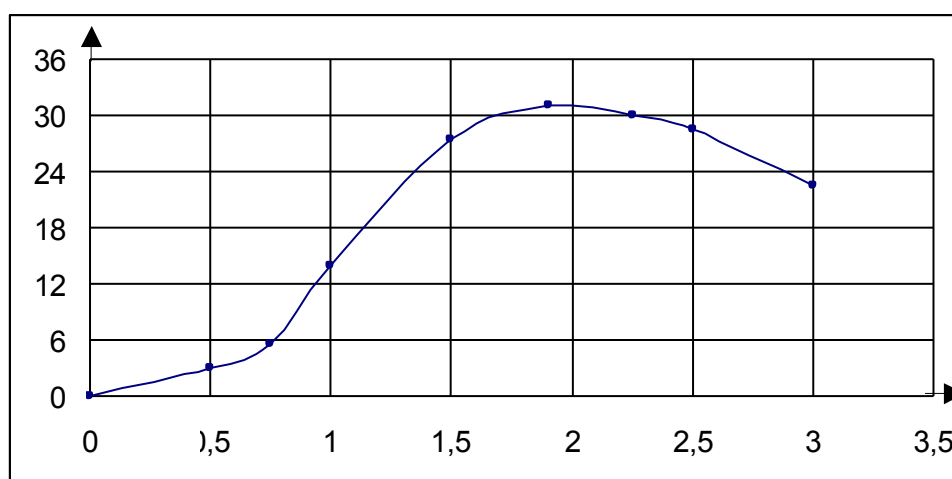


Рисунок 2.4 – Колебательная характеристика при $U_0 = U'_0$ (режим отсечки тока)

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК СРЕДНЕЙ КРУТИЗНЫ

Средняя крутизна S_{cp} определяется отношением амплитуды тока первой гармоники I_{m1} к амплитуде напряжения воздействующего сигнала U_m , т. е.

$$S_{cp} = I_{m1} / U_m. \quad (2.19)$$

Для построения характеристик средней крутизны целесообразно воспользоваться графиками (рисунки 2.3 и 2.4).

На колебательных характеристиках выберем несколько точек (например, пять или семь). Каждой точке соответствуют значения амплитуды тока первой гармоники I_{m1} и величины воздействующего напряжения U_m . Поэтому для расчета $S_{ср}$ в каждой точке достаточно воспользоваться формулой (2.19).

Характеристика средней крутизны, рассчитанная на основе колебательной характеристики (рисунок 2.3), представлена рисунком 2.5.

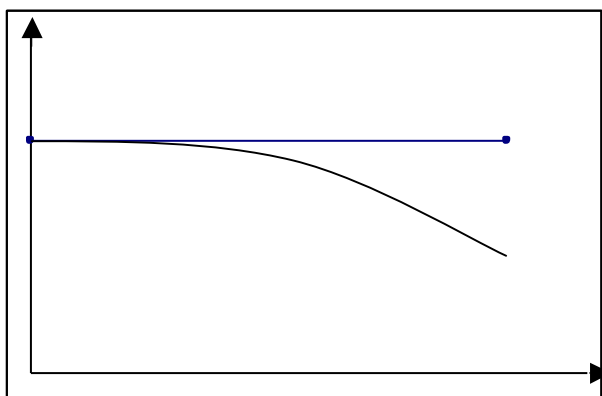


Рисунок 2.5 – Характеристика средней крутизны при U_0 , выбранном в середине линейного участка ВАХ

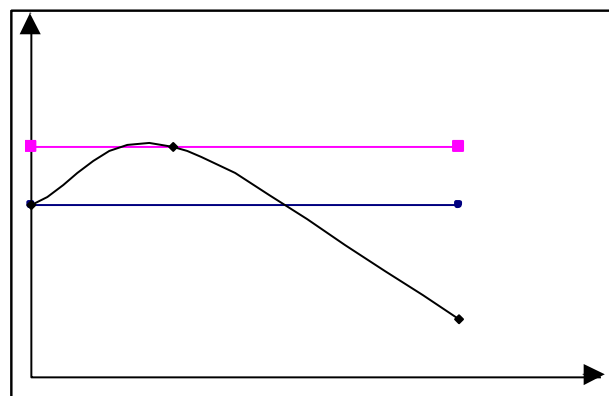


Рисунок 2.6 – Характеристика средней крутизны, при $U_0=U'_0$ (режим отсечки тока)

На рисунке 2.6 представлена характеристика средней крутизны, соответствующая колебательной характеристике рисунка 2.4.

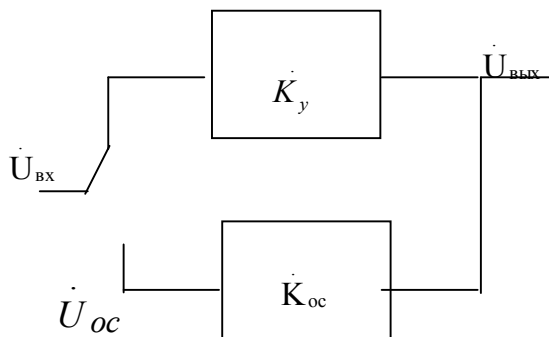
4 КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА №3. LC-АВТОГЕНЕРАТОР

1. Выбрать смещение U_0 в середине линейного участка ВАХ, соответствующее мягкому режиму возбуждения.
2. Определить крутизну S_0 в этой точке ($S_0 = \Delta i / \Delta u$).
3. По известным параметрам нагрузки (задание №2) рассчитать критическое значение коэффициента обратной связи K_{oc} , соответствующее мягкому режиму самовозбуждения.
4. Выбрать смещение $U_0 = U'_0$, соответствующее жесткому режиму самовозбуждения, определить графически крутизну S_0 в этой точке.
5. Рассчитать критическое значение коэффициента обратной связи K_{oc} для жесткого режима самовозбуждения.
6. Используя колебательные характеристики $I_{m1} = f(U_m)$ (рисунки 2.3 и 2.4 задания №2), построить графики зависимости стационарной амплитуды $U_{ст}$ от величины обратной связи (величины взаимной индукции M) для мягкого и жесткого режимов самовозбуждения.

Методические указания

Автогенератором называют электронное устройство, служащее источником колебаний заданной формы.

Некоторые основы теории гармонических автогенераторов высоких частот (условно $f > 10$ кГц) на основе принципа положительной обратной связи можно пояснить рисунком 3.1 [1].



Символ \dot{K} представляет собой комплексную передаточную функцию некоторого активного четырехполюсника $\dot{K}_y = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}}$. Четырехполюсник обратной связи имеет комплексную передаточную функцию $\dot{K}_{\text{ос}} = \dot{U}_{\text{ос}} / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$. Значит, $\dot{U}_{\text{ос}}$ можно представить выражением

$$\dot{U}_{\text{ос}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} \cdot \dot{K}_{\text{ос}} \cdot \dot{K}_y. \quad (3.1)$$

Если ключ замкнуть, то $\dot{U}_{\text{ос}} = \dot{U}_{\text{ВХ}}$ (условие положительной обратной связи) и при отсутствии внешнего воздействия $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ в системе возникнут незатухающие колебания. Из уравнения (3.1) вытекает условие существования колебаний в автогенераторе:

$$\dot{K}_{\text{ос}} \cdot \dot{K}_y = 1. \quad (3.2)$$

Так как

$$\dot{K}_y = |\dot{K}_y| e^{j\varphi_k}, \quad \dot{K}_{\text{ос}} = |\dot{K}_{\text{ос}}| e^{j\varphi_{\text{ос}}},$$

где $\dot{K}_y, \dot{K}_{\text{ос}}$ – модули комплексных передаточных функций, $\varphi_{\text{ос}}, \varphi_k$ – соответствующие аргументы этих функций, то равенство (3.2) может быть записано в виде двух выражений:

$$|\dot{K}_y| \cdot |\dot{K}_{\text{ос}}| = 1; \quad (3.3)$$

$$\varphi_k + \varphi_{\text{ос}} = 2\pi n. \quad (3.4)$$

Равенство (3.3) носит название условия баланса амплитуд, а (3.4) – условие баланса фаз.

Условие баланса амплитуд требует, чтобы петлевое усиление в системе усилитель-четырёхполюсник обратной связи было равно единице, и условие баланса фаз является условием наличия положительной обратной связи в системе. Одновременное выполнение условий (3.3) и (3.4) соответствуют стационарному режиму работы автогенератора. Если условия (3.3) и (3.4) выполняются только на некоторой частоте f_0 , то автогенератор является гармоническим. До момента включения ни одно из условий

не выполняется, автогенератор не работает. После включения $|\dot{K}_y| \cdot |\dot{K}_{oc}| > 1$, а $\varphi_k + \varphi_{oc} = 2\pi n$ и в автогенераторе возникают и нарастают колебания от $U_{вых} = 0$ до $U_{вых} = U_{стат}$. Необходимо заметить, что на этапе установления колебаний уравнение баланса амплитуд превращается в неравенство $|\dot{K}_y| \cdot |\dot{K}_{oc}| > 1$. В стационарном режиме условия (3.3) и (3.4) приобретают первоначальный вид. Запишем комплексный коэффициент передачи резонансного усилителя в виде:

$$|\dot{K}_y| = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх} = \dot{I}_{m1} \dot{Z}_k / \dot{U}_{вх} = \dot{S}_{cp} \dot{Z}_k, \quad (3.5)$$

где \dot{I}_{m1} – комплексная первая гармоника тока,

\dot{Z}_k – комплексное сопротивление колебательного контура,

$\dot{S}_{cp} = \dot{I}_{m1} / \dot{U}_{oc}$ – комплексная средняя крутизна.

Условие (3.3) с учетом (3.5) запишется

$$\dot{S}_{cp} \cdot \dot{Z}_k \cdot \dot{K}_{oc} = 1. \quad (3.6)$$

Тогда условие баланса амплитуд примет вид

$$S_{cp} \cdot Z_k \cdot K_{oc} = 1, \quad (3.7)$$

а условие баланса фаз

$$\varphi_s + \varphi_z + \varphi_{oc} = 2\pi n, \quad (3.8)$$

здесь S_{cp} , Z_k , K_{oc} – модули,

$\varphi_s + \varphi_z + \varphi_{oc}$ – аргументы комплексных величин \dot{S}_{cp} , \dot{Z}_k , \dot{K}_{oc} .

Обобщенная схема классического LC-автогенератора может быть представлена рисунком 3.2.

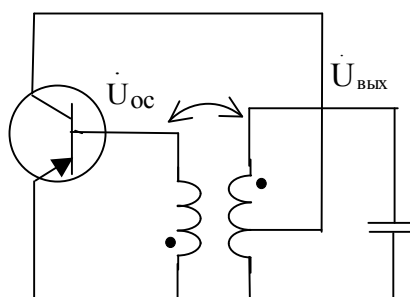


Рисунок 3.2 – Обобщенная схема LC-автогенератора

Для расчета критического коэффициента обратной связи воспользуемся выражением (3.7).

Для инженерных расчетов $Z_k=R_p=L/CR_{потерь}$, $K_{ос}=K_{св}=\frac{M}{\sqrt{LL_{ос}}}$, или, приняв $L=L_{ос}$, критическое значение коэффициента взаимной индукции $M_{кр}$ можно рассчитать по формуле

$$M_{кр}=R_{потерь}C/S_{ср}. \tag{3.10}$$

Таблица 3.1 – Варианты выбора величины емкости контура

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
С, пФ	5000	5500	6000	5600	5700	5500	5600	5600	5500	5000

Значения $S_{ср}$ рассчитываются соответственно для мягкого и жесткого режимов самовозбуждения [2]. Рассмотрим графический метод определения стационарной амплитуды, используя сначала колебательные характеристики для мягкого режима самовозбуждения (рисунок 2.3).

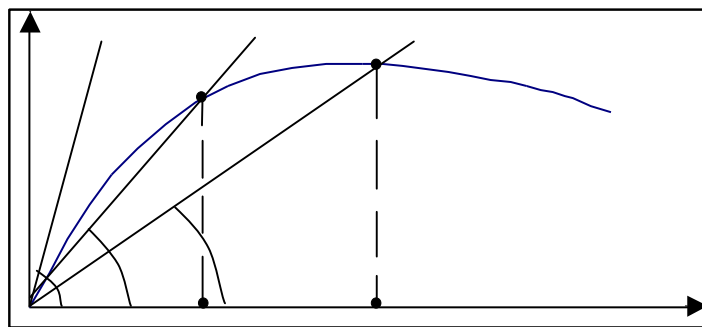


Рисунок 3.3 – К определению стационарной амплитуды в мягком режиме

На рисунке (3.3) представлены одновременно колебательная характеристика и прямые обратной связи для $M_{кр}$, M_1 , M_2 . Угол наклона прямой обратной связи (α), характеризуемый величиной взаимной индукции M , полностью определяет стационарную амплитуду. При увеличении обратной связи, т.е. M , угол наклона α уменьшается, а стационарная амплитуда увеличивается. При

Уменьшении обратной связи угол наклона увеличивается, а стационарная амплитуда уменьшается, и при значении $M=M_{кр}$, определяемом из условия (3.10), для мягкого режима самовозбуждения стационарная амплитуда обращается в нуль, колебания срываются. Значит, стационарные амплитуды соответствуют точкам пересечения колебательной характеристики с прямыми обратной связи, и примерный вид зависимости стационарной амплитуды от величины обратной связи или от взаимоиндукции можно проиллюстрировать рисунком 3.4.

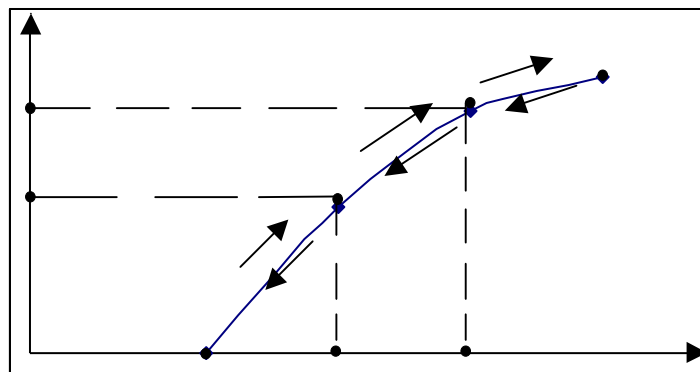


Рисунок 3.4 – Зависимость стационарной амплитуды от взаимоиндукции в мягком режиме

В мягком режиме возбуждение и срыв колебаний происходят при одной и той же величине взаимоиндукции $M_{кр}$.

Для жесткого режима самовозбуждения колебательная характеристика представлена рисунком 3.4. Поскольку рабочая точка находится на нижнем участке ВАХ, то значение крутизны $S_{ср}$ для жесткого режима меньше, чем для мягкого режима. Поэтому, исходя из формулы (3.10), можно сделать вывод, что для возникновения колебаний в жестком режиме потребуется большее значение величины обратной связи (взаимоиндукции M).

Обратимся к графическому методу определения стационарной амплитуды [3].

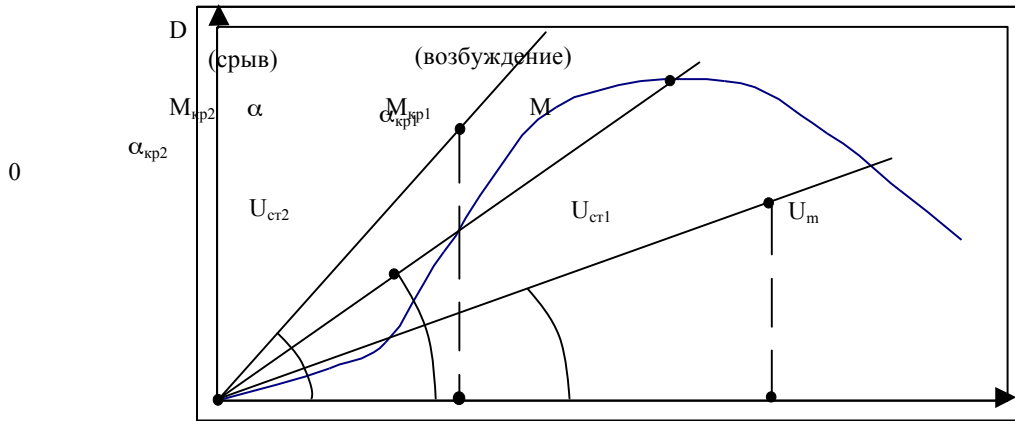


Рисунок 3.4 – К определению стационарной амплитуды в жестком режиме

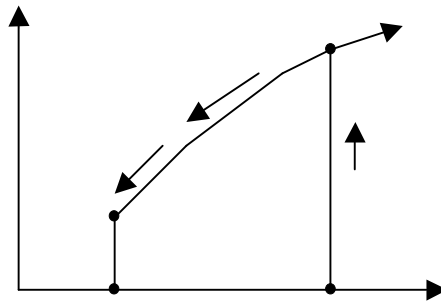


Рисунок 3.5 – Зависимость стационарной амплитуды от взаимной индукции в жестком режиме

На рисунке 3.5 значение взаимной индукции $M_{кр1}$ соответствует возбуждению колебаний в автогенераторе, $M_{кр2}$ – их срыву.

На рисунке 3.4 при $M=M_1$ прямая обратной связи пересекает колебательную характеристику в трех точках (О, D, С). Точки О и С являются точками устойчивого состояния системы, D – точка не устойчивая, то есть в этой точке любые малейшие отклонения в сторону увеличения или уменьшения U_m могут привести либо к увеличению $U_{ст}$, либо к их срыву. Поэтому до $M_{кр1}$ возникновение устойчивых колебаний в автогенераторе невозможно. Заметим, что процесс самовозбуждения в этом режиме характеризуется скачкообразным установлением стационарной амплитуды. Срыв колебаний в жестком режиме происходит при $M=M_{кр2}$, причем значение $M_{кр2} < M_{кр1}$.

Примечание: на рисунках 3.4 и 3.5 стрелками указаны прямой и обратный ход изменения величины взаимной индукции M .

5 ЛИТЕРАТУРА

1. Денисов Н.П., Шарапов А.В., Шибяев А.А. Электроника и схемотехника: Учебное пособие в 2-х частях. – Томск, 2002, Часть 2. – 220 с.
2. Гоноровский И.С. Основы радиотехники. – М: Радио и связь, 2000. – 512 с.
3. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. – М: Радио и связь, 1982. – 278 с.