

# **РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ**

---

*Преобразование сигналов  
в нелинейных  
радиотехнических цепях*

# РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. В.И. Нефёдов «Основы радиоэлектроники и связи», 2009 г
2. С.И. Баскаков «Радиотехнические цепи и сигналы», 2003 г.
3. С.И. Баскаков «Радиотехнические цепи и сигналы.  
Руководство к решению задач», 2002 г.
4. М.Т. Иванов, А.Б. Сергиенко, В.Н. Ушаков,  
«Теоретические основы радиотехники», 2002 г.
5. М.П. Медиченко, В.П. Литвинов «Радиотехнические цепи и  
сигналы, т.1; 2», 2011 г.

# **Аппроксимация характеристик нелинейных элементов**

*Нелинейную цепь можно определить не только по входящим в неё элементам, но и по внешним признакам, к числу которых при гармоническом входном сигнале  $u_{\text{ВХ}}(t)$  относят:*

- ✓ отличие от синусоидальной формы выходного сигнала  $i_{\text{ВЫХ}}(t)$ ;*
- ✓ появление в спектре выходного колебания гармоник входного сигнала;*
- ✓ нелинейность передаточной амплитудной характеристики;*
- ✓ зависимость фазы усиленного сигнала от амплитуды.*

# **Аппроксимация характеристик нелинейных элементов**

**Известны и используют следующие методы анализа нелинейных цепей при прохождении через них детерминированных сигналов:**

- линеаризация характеристик нелинейного элемента (НЭ) при фильтрации высших гармоник сигнала на выходе цепи;**
- аналитические, как правило, приближенные способы решения системы нелинейных уравнений, описывающих работу устройства;**
- спектральный, оценивающий нелинейные свойства цепи по спектру выходного сигнала;**
- численные способы решения системы нелинейных уравнений с помощью компьютера;**

# **Аппроксимация характеристик нелинейных элементов**

**Наиболее часто используют метод анализа нелинейных цепей, основанный на линеаризации характеристик НЭ при фильтрации высших гармоник сигнала на выходе цепи.**

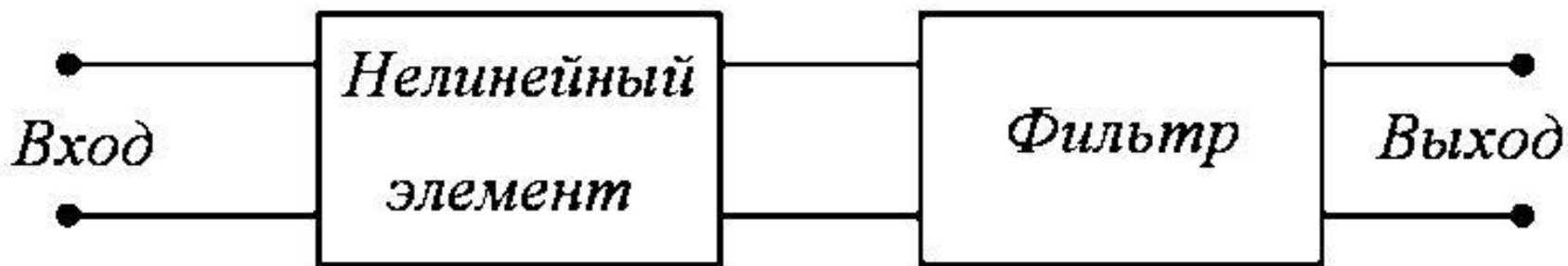
**Линеаризация** (от лат. *linearis* – линейный) – метод приближённого представления замкнутых нелинейных систем, при котором исследование нелинейной системы заменяют анализом линейной системы, в некотором смысле эквивалентной исходной.

# ***Нелинейные элементы***

***В качестве примера нелинейных цепей, точнее элементов, можно привести полупроводниковый выпрямительный диод, оставляющий от синусоидального сигнала только однополярные (положительные или отрицательные) полусинусоиды, или трансформатор, насыщение сердечника которого магнитным полем приводит к «затуплению» вершин синусоиды (а с точки зрения частотного спектра, это сопровождается появлением гармоник основной частоты, а иногда и частот меньшей в кратное число раз основной частоты – субгармоник).***

# **Структурная схема нелинейного устройства**

**Большинство нелинейных радиотехнических цепей и устройств определяется структурной схемой, представленной на рис.1.**



**Рис.1. Структурная схема нелинейного устройства**

# **Принцип работы нелинейного устройства**

**Согласно этой схеме, входной сигнал непосредственно воздействует на нелинейный элемент, к выходу которого подключён фильтр (линейная цепь). В этих случаях процесс в радиоэлектронной нелинейной цепи можно охарактеризовать двумя независимыми друг от друга операциями. В результате первой операции в безынерционном нелинейном элементе происходит такое преобразование формы входного сигнала, при котором в его спектре появляются новые гармонические составляющие.**



# **Принцип работы нелинейного устройства**

**Вторую операцию осуществляет фильтр, выделяющий нужные спектральные составляющие преобразованного входного сигнала. Меняя параметры входных сигналов и используя различные нелинейные элементы и фильтры, можно осуществлять требуемую трансформацию спектра. К такой удобной теоретической модели сводятся многие схемы модуляторов, детекторов, автогенераторов, выпрямителей, умножителей, делителей и преобразователей частоты.**

# **Вольт-амперная характеристика нелинейного устройства**

**Нелинейные цепи характеризуются сложной зависимостью между входным сигналом  $U_{\text{ВХ}}(t)$  и выходной реакцией  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ , которую в общем виде можно записать так:**

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = f[U_{\text{ВХ}}(t)]$$

**В нелинейных цепях с безынерционными НЭ в качестве воздействия наиболее удобно рассматривать входное напряжение  $U_{\text{ВХ}}(t)$ , а отклика – выходной ток  $i_{\text{ВЫХ}}(t)$ , связь между которыми определяется нелинейной функциональной зависимостью:**

$$i_{\text{ВЫХ}}(t) = f[U_{\text{ВХ}}(t)] \quad \dots\dots\dots (1)$$

**Данное соотношение аналитически может представлять собой обычную вольтамперную характеристику НЭ.**

# **Аппроксимация вольт-амперной характеристики**

**Задача аппроксимации – представление исходных сложных функций  $f(u)$  простыми и удобными для практического использования относительно простыми функциями  $i(u)$  (или их набором) таким образом, чтобы отклонение  $i(u)$  от  $f(u)$  в области её задания было наименьшим по определённому критерию приближения.**

**Функции  $i(u)$  называют функциями аппроксимации.**

**Нахождение аналитической функции по экспериментальной вольт-амперной характеристике нелинейного элемента называют аппроксимацией.**

# **Аппроксимация вольт-амперной характеристики**

**В радиотехнике и теории передачи информации используются несколько способов аппроксимации характеристик НЭ – степенная, показательная, кусочно-линейная (линейно-ломаная). Наибольшее распространение получили аппроксимация степенным полиномом и кусочно-линейная аппроксимация сложных функций.**

# **Аппроксимация ВАХ степенным полиномом**

**Данный вид аппроксимации особенно эффективен при малых амплитудах входных сигналов (как правило, доли вольта) в тех случаях, когда характеристика НЭ имеет вид гладкой кривой, т. е. кривая и её производные непрерывны и не имеют скачков.**

**Наиболее часто при аппроксимации в качестве степенного полинома используют ряд Тейлора:**

$$i(u) = a_0 + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2 + \dots + a_n(u - U_0)^n \dots\dots (2)$$

**где:  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  – постоянные коэффициенты;**

**$U_0$  – значение напряжения  $u$ , относительно которого ведётся разложение в ряд и называемое **рабочей точкой**.**

**Постоянные коэффициенты ряда Тейлора определяются формулой**

$$a_n = \frac{1}{n!} \cdot \frac{d^n i}{du^n} \Big|_{(u = U_0)} \dots\dots\dots (3)$$

# **Аппроксимация ВАХ степенным полиномом**

**Оптимальное число членов ряда берётся в зависимости от требуемой точности аппроксимации. Чем больше выбрано членов ряда, тем точнее аппроксимация.**

**Аппроксимацию характеристик обычно удаётся достаточно точно осуществить полиномом не выше второй-третьей степени.**

**Для отыскания неизвестных коэффициентов ряда (2) необходимо задаться диапазоном  $U_1, U_2$  нескольких возможных значений напряжения  $u$  и положением рабочей точки  $U_0$  в этом диапазоне.**

# **Аппроксимация ВАХ степенным полиномом**

*Если требуется определить  $n$  коэффициентов ряда, то на заданной характеристике выбирается  $n + 1$  точек со своими координатами  $(i_n, u_n)$ . Для упрощения расчётов одну точку совмещают с рабочей точкой  $U_0$ , имеющей координаты  $(U_0, I_0)$ ; ещё две точки выбираются на границах диапазона  $u = U_1$  и  $u = U_2$ .*

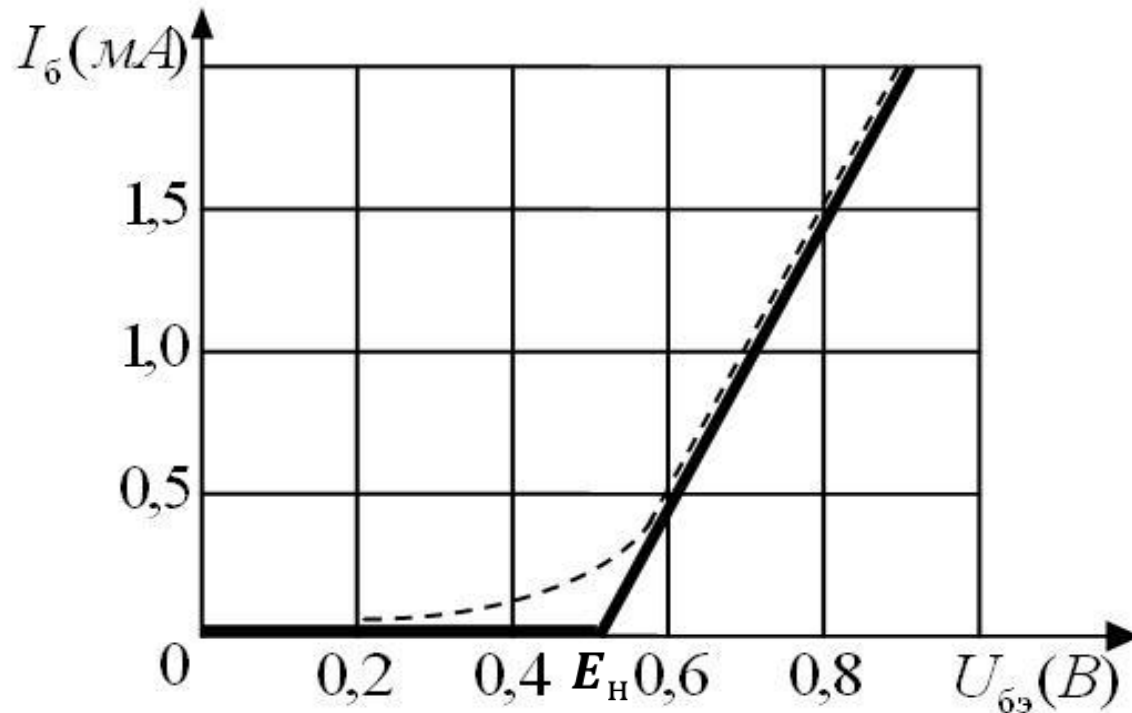
*Остальные точки располагают произвольно, но с учётом важности аппроксимируемого участка ВАХ. Подставляя координаты выбранных точек в формулу (2), составляют систему из  $n + 1$  уравнений, которая решается относительно известных коэффициентов  $a_n$  ряда Тейлора.*

# **Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ**

*Когда на нелинейный элемент радиоэлектронной цепи воздействует сигнал значительной амплитуды, реальную ВАХ нелинейного элемента можно аппроксимировать кусочно-линейной линией, состоящей из нескольких отрезков прямых с различными углами наклона к оси абсцисс. Данная аппроксимация связана непосредственно с двумя важными параметрами нелинейного элемента – напряжением начала характеристики  $E_H$  и её крутизной  $S$ .*



# ***Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ***



***Кусочно-линейная аппроксимация  
входной  
характеристики транзистора***

# **Кусочно-линейная аппроксимация входной ВАХ транзистора**

**В общем случае дифференциальная крутизна характеристики в рабочей точке определяется отношением приращения тока к приращению напряжения, и при малых (4) значениях имеем**

$$\frac{\Delta i}{\Delta u} \approx \frac{di}{du}$$

**Крутизна вольт-амперной характеристики  $S$  измеряется в мА/В.**

**Уравнение отрезка прямой при кусочно-линейной аппроксимации характеристики записывается в виде**

$$i = \begin{cases} 0 & \text{при } u < E_H \\ S(u - E_H) & \text{при } u \geq E_H \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

**где  $E_H$  – напряжение начала входной ВАХ транзистора.**

**Чаще всего характеристику нелинейного элемента, к которому под-водится сигнал большой амплитуды, удаётся с приемлемой точно-стью аппроксимировать всего двумя отрезками прямых линий**

# **Расчёт кусочно-линейной аппроксимации входной ВАХ транзистора**

**Пример. Экспериментально снятая входная характеристика  $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бэ}})$  транзистора КТ601А представлена на слайде штриховой линией. Выполнить кусочно-линейную аппроксимацию данной характеристики в окрестности рабочей точки  $U_0 = 0,6 \text{ В}$ .**

**Решение. В соответствии с заданной ВАХ транзистора находим, что величина тока базы в рабочей точке  $I_0 = 0,5 \text{ мА}$ . Крутизну характеристики в рабочей точке вычислим приближённо по формуле (4). Задав линейное приращение напряжения  $\Delta u_{\text{бэ}} = 0,8 - 0,6 = 0,2 \text{ В}$ , находим приращение тока базы:**

$$\Delta i_{\text{б}} = 1,5 - 0,5 = 1 \text{ мА}$$

**Тогда крутизна ВАХ определится как**

$$S = \Delta i_{\text{б}} / \Delta u_{\text{бэ}} = 1 / 0,2 = 5 \text{ мА/В}$$

## **Расчёт кусочно-линейной аппроксимации входной ВАХ транзистора**

**В результате проведенной аппроксимации характеристики ток базы транзистора в окрестности рабочей точки с координатами  $U_0 = 0,6 \text{ В}$ ,  $I_0 = 0,5 \text{ мА}$  определится как:**

$$i_b = i_{b0} + S(u_{бэ} - U_0)$$

**Подставив значения величин  $i_{b0} = I_0 = 0,5 \text{ мА}$ ,  $S = 5 \text{ мА/В}$  и  $U_0 = 0,6 \text{ В}$ , получим:**

$$i_b = 0,5 + 5(u_{бэ} - 0,6) = 5(u_{бэ} - 0,5)$$

**Из этой формулы следует, что при  $U_{бэ} < 0,5 \text{ В}$  ток базы транзистора должен принимать отрицательные значения, что не отражается заданной характеристикой. Значит, полученная функция будет аппроксимировать заданную зависимость только при амплитуде входного напряжения  $U_{бэ} \geq 0,5 \text{ В}$ .**

## **Расчёт кусочно-линейной аппроксимации входной ВАХ транзистора**

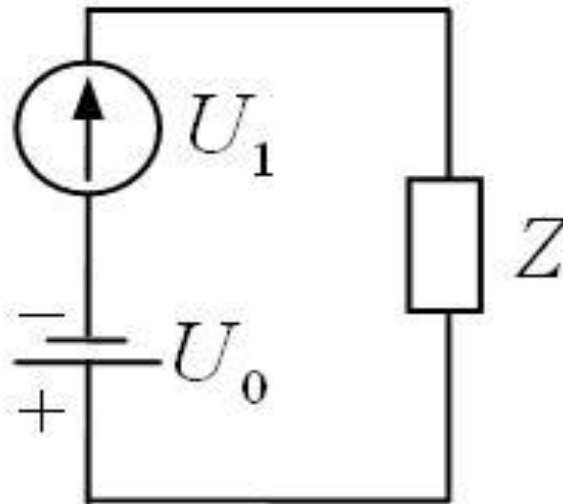
**Если же входное напряжение будет  $U_{бэ} < 0,5 В$ , то можно принять  $i_б = 0$ . Таким образом, аппроксимирующая функция (сплошная линия на рис.2), отражающая характеристику транзистора, запишется в следующем виде:**

$$i = \begin{cases} 0 & \text{при } u_{бэ} < 0,5 В \\ 5(u_{бэ} - 0,5) & \text{при } u_{бэ} \geq 0,5 В \end{cases}$$

**Повышение точности аппроксимации характеристик нелинейных элементов достигается увеличением количества отрезков линий. Однако это усложняет аналитическое выражение аппроксимирующей функции.**

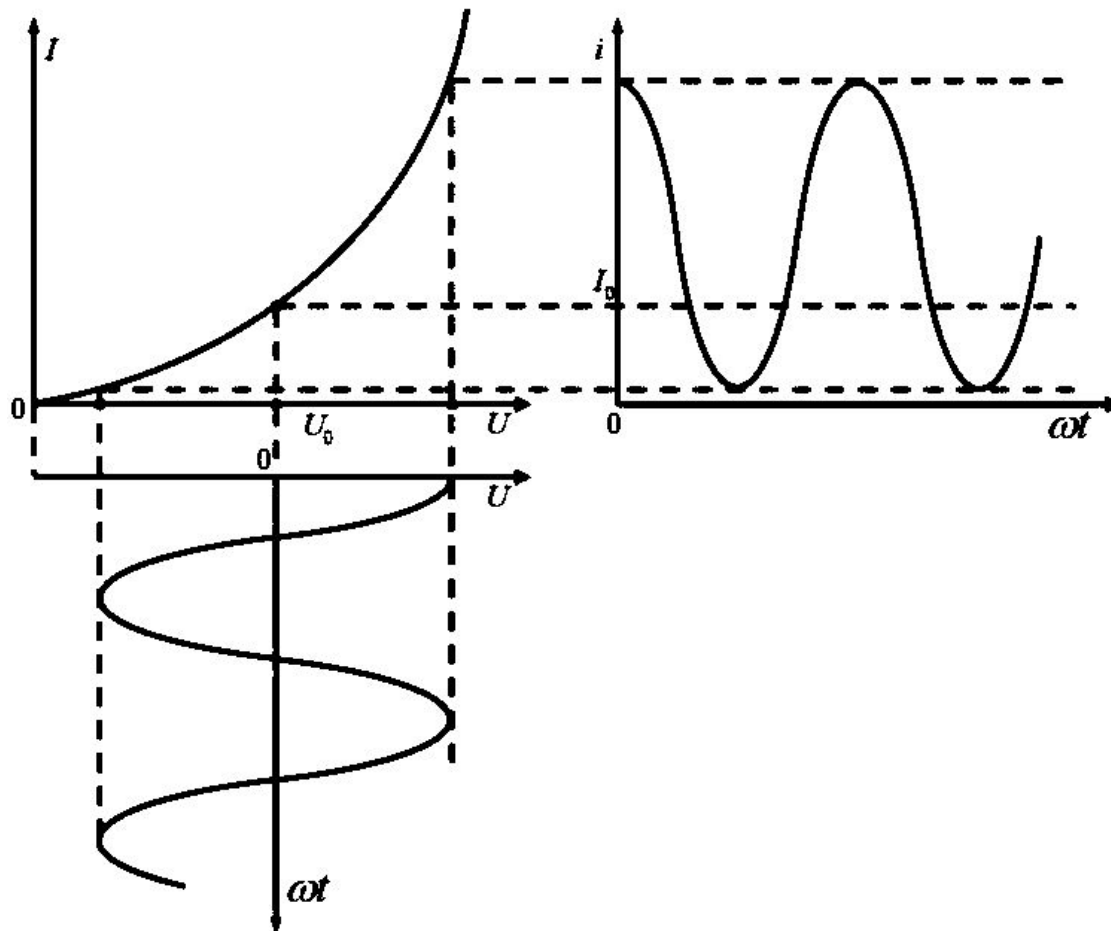
# **Отклик нелинейной цепи на гармонический входной сигнал**

*Проанализируем физические процессы, протекающие в нелинейной цепи (рис.3), при воздействии на вход безынерционного нелинейного элемента  $Z$  гармонического сигнала  $u_1(t) = U_m \cos \omega t$  и постоянного напряжения смещения  $U_0$ .*



**Рис.3. Схема цепи с нелинейным элементом**

# ***ВАХ нелинейного элемента***



***Рис.4. График процессов в нелинейном элементе***

# **Отклик нелинейной цепи на входной гармонический сигнал**

**Вследствие нелинейности характеристики форма тока на выходе становится несинусоидальной. Причину этого искажения гармонического колебания можно пояснить следующим образом.**

**Так как ток и напряжение связаны линейной зависимостью  $\Delta i = S \Delta u$ , а крутизна ВАХ на разных участках неодинаковая (имеет нелинейный характер), то равным приращениям напряжения соответствуют неравные приращения тока.**

**Поскольку функция тока обладает периодичностью, то её можно представить тригонометрическим рядом Фурье:**

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\omega t \quad \dots\dots\dots (6)$$

**Здесь  $I_0, I_n$ , – амплитуды постоянной и гармонических составляющих.**



## **Спектр тока в цепи с НЭ при степенной аппроксимации его характеристики**

**Пусть суммарное напряжение источников смещения и входного гармонического сигнала**

$$u(t) = U_0 + U_m \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (7)$$

**приложено к нелинейному элементу, ВАХ которого в окрестности рабочей точки аппроксимирована полиномом**

**Тейлора вида:**

$$i(u) = a_0 + a_1(u - U_0) + a_2(u - U_0)^2 + a_3(u - U_0)^3 + \dots \quad \dots\dots (8)$$

**Подставив формулу (7) в выражение (8), получим:**

$$i(u) = a_0 + a_1 U_m \cos \omega t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + a_3 U_m^3 \cos^3 \omega t + \dots$$

# **Спектр тока в цепи с НЭ при степенной аппроксимации его характеристики**

**Используя известные формулы разложения степеней косинусов, получим:**

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} (1 + \cos 2x)$$

$$\cos^3 x = \frac{1}{4} (3\cos x + \cos 3x)$$

$$\cos^4 x = \frac{1}{8} (3 + 4\cos 2x + \cos 4x)$$

**Выполнив подстановки и упростив выражения, запишем общее выражение для тока нелинейной цепи в компактной форме:**

$$i(t) = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots \quad \dots (9)$$

# **Спектр тока в цепи с НЭ при степенной аппроксимации его характеристики**

**Здесь постоянная составляющая и амплитуды гармоник тока:**

$$I_0 = a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{3}{8} a_4 U_m^4 + \dots$$

$$I_1 = a_1 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \frac{5}{8} a_5 U_m^5 + \dots$$

$$I_2 = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{1}{8} a_4 U_m^4 + \dots$$

$$I_3 = \frac{1}{4} a_3 U_m^3 + \frac{5}{16} a_5 U_m^5 + \dots$$

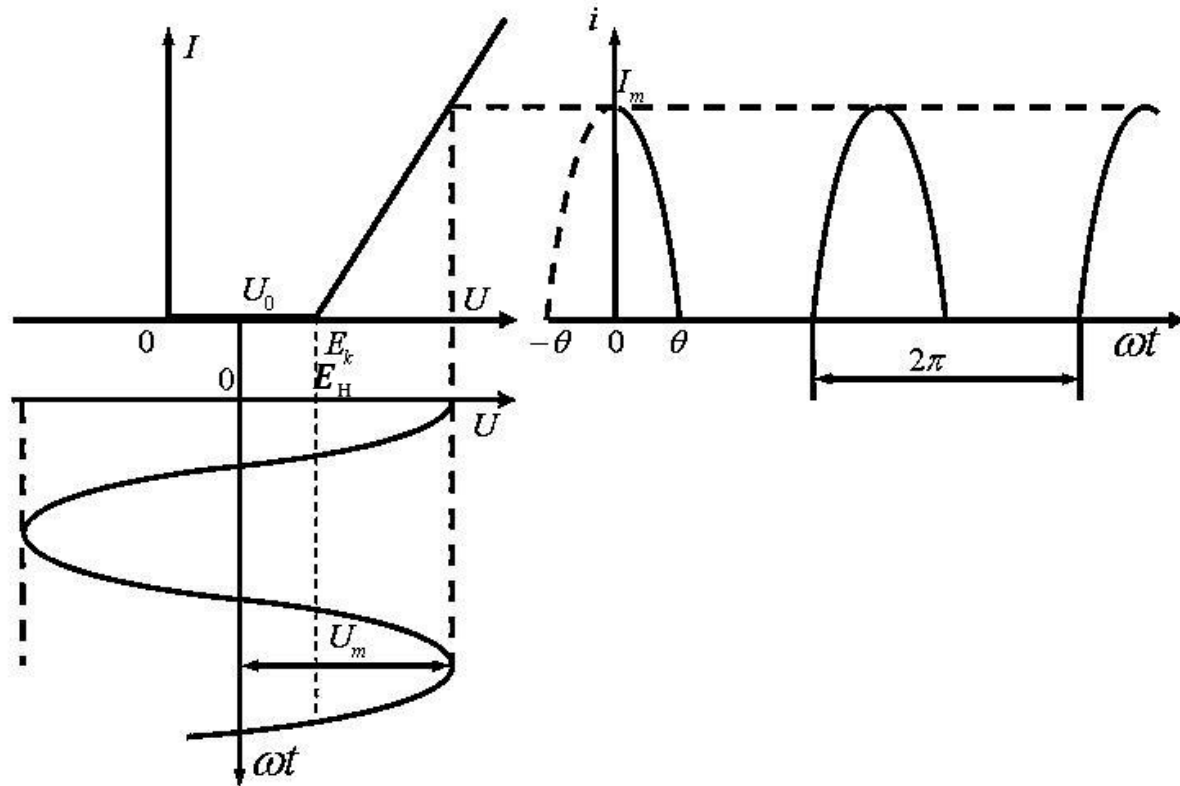
..... (10)

**Анализ состава формул (10) показывает, что при степенной аппроксимации характеристики гармонический состав тока в цепи с НЭ существенно зависит от степени полинома. При этом постоянная составляющая и амплитуды чётных гармоник определяются чётными, а амплитуды нечётных гармоник – нечётными коэффициентами степенного полинома.**

## ***Спектр тока в цепи с НЭ при кусочно-линейной аппроксимации его характеристики***

***Пусть суммарное гармоническое и постоянное напряжение вида (7) подаётся на вход электрической цепи с НЭ, характеристика которого аппроксимирована кусочно-линейной линией и описывается формулой (5). В этом случае временная диаграмма тока, протекающего через нелинейные цепи, имеет форму косинусоидальных импульсов с отсечкой их нижней части (рис.5).***

# Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ



**Рис.5. Форма тока при кусочно-линейной аппроксимации  
ВАХ НЭ**

# **Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ**

**Параметр  $\theta$  (в радианах или градусах), при котором ток изменяется от максимального значения  $I_m$  до нуля, называется углом отсечки тока.**

**(Другое определение этого параметра: угол, соответствующий половине той части периода, в течение которой в выходной цепи нелинейного элемента протекает ток, называется углом отсечки и обозначается буквой  $\theta$ ).**

**Изменение фазы, соответствующее длительности полного импульса на выходе цепи, равно  $2\theta$ . Из графиков предыдущего слайда можно определить, что при фазовом угле  $\omega t = 0$  напряжение начала характеристики  $E_H = U_0 + U_m \cos\theta$ , откуда**

$$\cos\theta = (E_H - U_0) / U_m \quad \dots\dots\dots (11)$$

# **Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ**

**Подставив в формулу (5) суммарное напряжение источников сигнала и смещения из выражения (7) и напряжение начала характеристики  $E_H$  получим аналитическую запись формы тока в зависимости от фазового угла:**

$$**$i(\omega t) = SU_m(\text{Cos}\omega t - \text{Cos}\theta)$  при условии  $-\theta \leq \omega t \leq \theta$  ..... (12)**$$

**Полученную чётную функцию  $i(\omega t)$  периодической последовательности импульсов тока (12) можно разложить в тригонометрический ряд Фурье (8), в котором период повторения составляет  $2\pi$ , длительность импульса -  $2\theta$ , а текущей переменной является мгновенный фазовый угол  $\nu = \omega t$ .**

# **Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ**

**В этих импульсах тока постоянная составляющая запишется следующим образом:**

$$I_0 = \frac{SU_m}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos\omega t - \cos\theta) d\omega t = \frac{SU_m}{\pi} (\sin\theta - \theta \cos\theta) \quad \dots (13)$$

**Амплитуда первой гармоник:**

$$I_1 = \frac{SU_m}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos\omega t - \cos\theta) \cos\omega t d\omega t = \frac{SU_m}{\pi} (\theta - \sin\theta \cos\theta) \quad \dots (14)$$

**Подобным же образом определяются амплитуды гармонических составляющих  $I_n$  и для  $n = 2, 3, \dots$ . При этом обобщённая формула для вычисления этих гармоник будет:**

$$I_n = \frac{2SU_m \sin n\theta \cos\theta - n \cos n\theta \sin\theta}{\pi (n^2 - 1)} \quad \dots (15)$$



# **Функции (коэффициенты) Берга**

**В радиотехнике полученные результаты записываются в специальной форме:**

$$\begin{aligned} I_0 &= SU_m \gamma_0 \\ I_1 &= SU_m \gamma_1 \\ &\dots\dots\dots \\ I_n &= SU_m \gamma_n \end{aligned} \quad \dots\dots (16)$$

**Здесь  $\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_n$  – так называемые функции (коэффициенты) Берга, или коэффициенты гармоник, отражающие величины присутствующих гармоник в спектре преобразованного тока, которые аналитически записываются следующим образом:**

# **Функции (коэффициенты) Берга**

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi} (\sin\theta - \theta \cos\theta)$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{\pi} (\theta - \sin\theta \cos\theta) \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$\gamma_n = \frac{2 \sin n\theta \cos\theta - n \cos n\theta \sin\theta}{\pi n(n^2 - 1)}$$

где  $n = 2, 3, \dots$

**Коэффициенты гармоник очень часто используются в инженер-ных расчётах, например, при проектировании схем нелинейных уси-лителей мощности, умножителей частоты и автогенераторов. Поэтому они приводятся в специальной литературе.**

# Расчёт коэффициентов Берга

**Пример.** Характеристика нелинейного элемента имеет кусочно-линейную аппроксимацию двумя отрезками, у которой  $E_H = 0,6 \text{ В}$ ,  $S = 0,25 \text{ мА/В}$ . На элемент воздействует суммарное (постоянное и переменное) напряжение  $U(t) = 0,2 + 0,8 \cos \omega t \text{ В}$ . Определить постоянную составляющую и первую гармонику тока, протекающих через нелинейный элемент цепи.

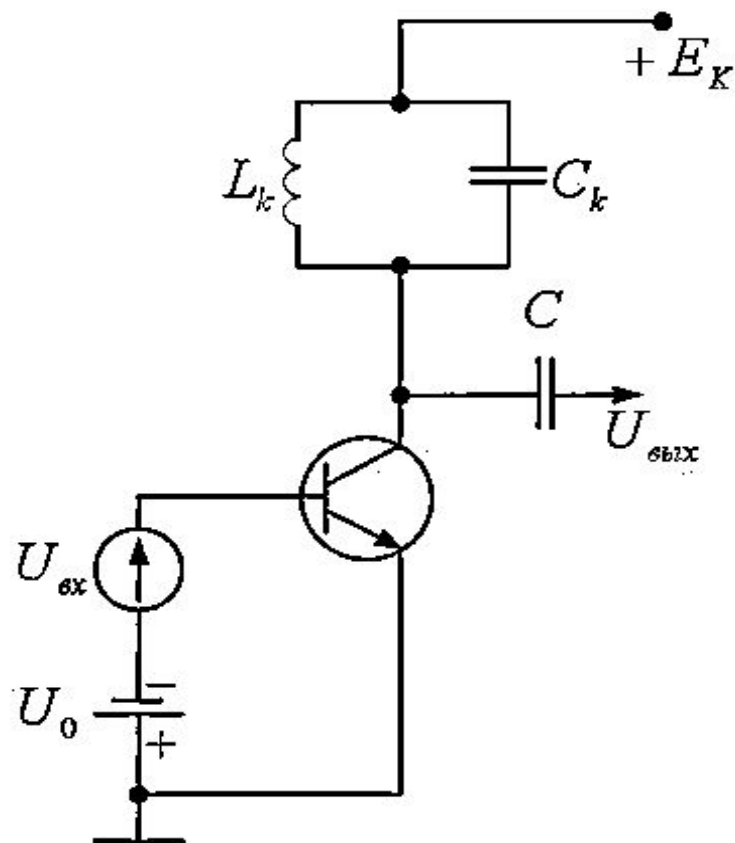
**Решение.** Воспользовавшись формулой (11), находим, что  $\cos \theta = \frac{0,6 - 0,2}{0,8} = 0,5$ . Отсюда угол отсечки тока, протекающего через нелинейный элемент,  $\theta = 60^\circ$ . Два первых коэффициента гармоник, соответствующих этому углу, будут:  $\gamma_0 = 0,11$ ;  $\gamma_1 = 0,2$ . Подставив последовательно эти значения в соотношение (16), вычисляем соответственно амплитуды постоянной составляющей и первой гармоники:  $I_0 = 2 \text{ мА}$ ,  $I_1 = 4 \text{ мА}$ .

# **Нелинейный резонансный усилитель мощности**

**В радиопередающих устройствах широкое применение находят резонансные усилители мощности и умножители частоты.**

**Пусть к входу нелинейного резонансного усилителя мощности на транзисторе последовательно подключены источники гармонического напряжения  $U_{\text{ВХ}}(t) = U_{m \text{ ВХ}} \text{Cos} \omega_p t$  и постоянного напряжения смещения  $U_0$ , а резонансный контур нагрузки настроен на частоту усиливаемого сигнала  $\omega_p$ .**

# ***Нелинейный резонансный усилитель мощности***

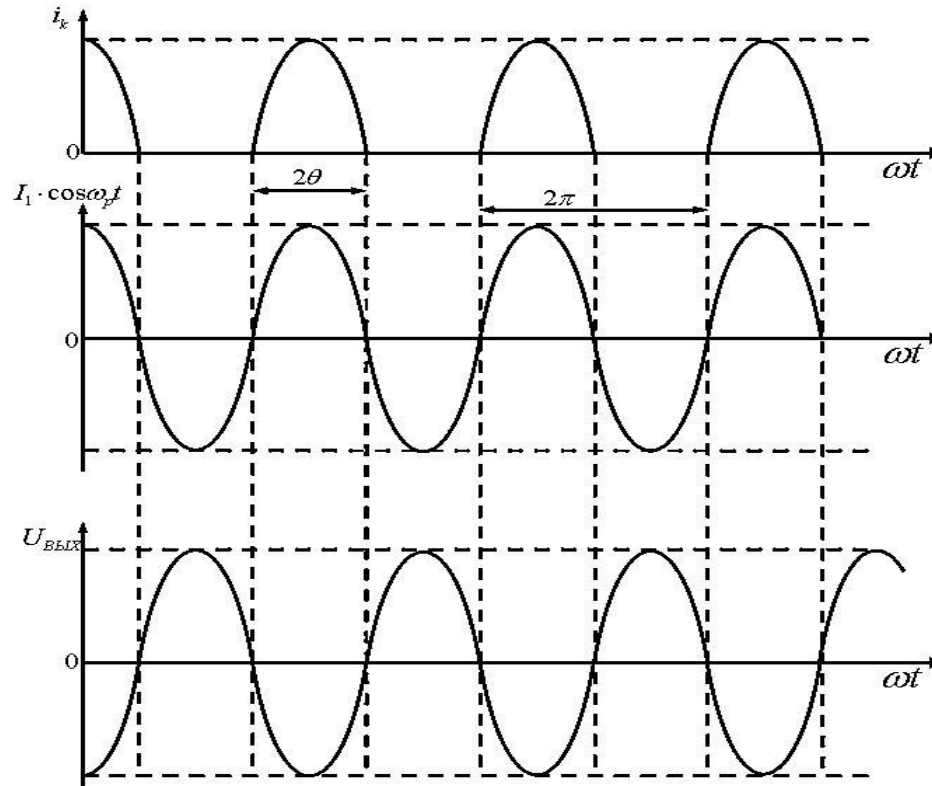


***Транзисторный резонансный усилитель***

# **Нелинейный резонансный усилитель мощности**

*Положим, что коллекторный ток транзистора имеет форму косинусоидальных импульсов с отсечкой. Временные диаграммы импульсов коллекторного тока  $i_K(\omega t) = i_K(t)$ , тока первой гармоники  $i_1(t) = i_1(\omega t) = I_1 \cos \omega_p t$  и выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = u_{\text{ВЫХ}}(t)$  показаны на следующем слайде.*

# ***Нелинейный резонансный усилитель мощности***



***Временные диаграммы импульсов коллекторного тока  $i_k(\omega t) = i_k(t)$ , тока первой гармоники  $i_1(t) = i_1(\omega t) = I_1 \cos \omega_p t$  и выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = u_{\text{ВЫХ}}(t)$***

# ***Нелинейный резонансный усилитель мощности***

***Спектральный состав косинусоидальных импульсов коллекторного тока содержит множество составляющих кратных частот, однако наибольшую амплитуду имеет первая гармоника. Это объясняется тем, что на резонансной частоте активное сопротивление параллельного контура максимально и поэтому на нём выделяется усиливаемое напряжение с частотой входного сигнала  $\omega_p$ . Сопротивление же параллельного контура на частотах  $2\omega_p, 3\omega_p, \dots$  столь мало, что высшие гармонические составляющие практически не дают вклада в формирование выходного сигнала  $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ .***

***Используя формулу (16) для коэффициентов Берга, запишем выражение для амплитуды выходного напряжения***

$$U_{m \text{ Вых}} = I_1 R_0 = S U_{m \text{ Вх}} \gamma_1 R_0, \dots\dots\dots (18)$$

***где  $R_0$  – резонансное сопротивление параллельного контура;  
 $\gamma_1$  – коэффициент Берга для первой гармоники.***



# **Умножитель частоты**

**Умножитель частоты – это устройство, повышающее частоту входного сигнала в  $n$  раз, где  $n$  – целое число – коэффициент умножения.**

**Необходимость в умножителях частоты возникает при разработке высокостабильных источников гармонических колебаний повышенной частоты, когда непосредственное генерирование сигналов такого диапазона затруднительно.**

**Наличие в спектре коллекторного тока гармонических составляющих с частотами, кратными входной частоте, позволяют использовать нелинейный резонансный усилитель в качестве умножителя частоты.**

# **Умножитель частоты**

**Для этого достаточно в схеме резонансного усилителя настроить колебательный контур на требуемую частоту. Известно, что при больших значениях  $n$  коэффициенты гармоник  $\gamma_n$  довольно малы, поэтому важно выбрать такой угол отсечки коллекторного тока  $\theta$ , при котором соответствующие коэффициенты гармоник максимальны.**

**Практически доказано, что оптимальный угол отсечки, дающий наибольшую амплитуду выходного напряжения в умножителях частоты, примерно равен  $180^\circ/n$ .**

# **Умножитель частоты**

**Принципы действия умножителя частоты и нелинейного резонансного усилителя мощности в основном одинаковы и различия заключаются лишь в выборе угла отсечки тока. По аналогии с выражением (18) определим амплитуду выходного напряжения умножителя частоты при кусочно-линейной аппроксимации характеристики транзистора**

$$U_{mn} = I_n R_{0n} = S U_{m \text{ ВХ}} \gamma_n R_{0n}, \dots\dots\dots (19)$$

**где  $R_{0n}$  – резонансное сопротивление контура на  $n$  - й гармонике;  
 $\gamma_n$  – коэффициент Берга для  $n$  - й гармоника.**