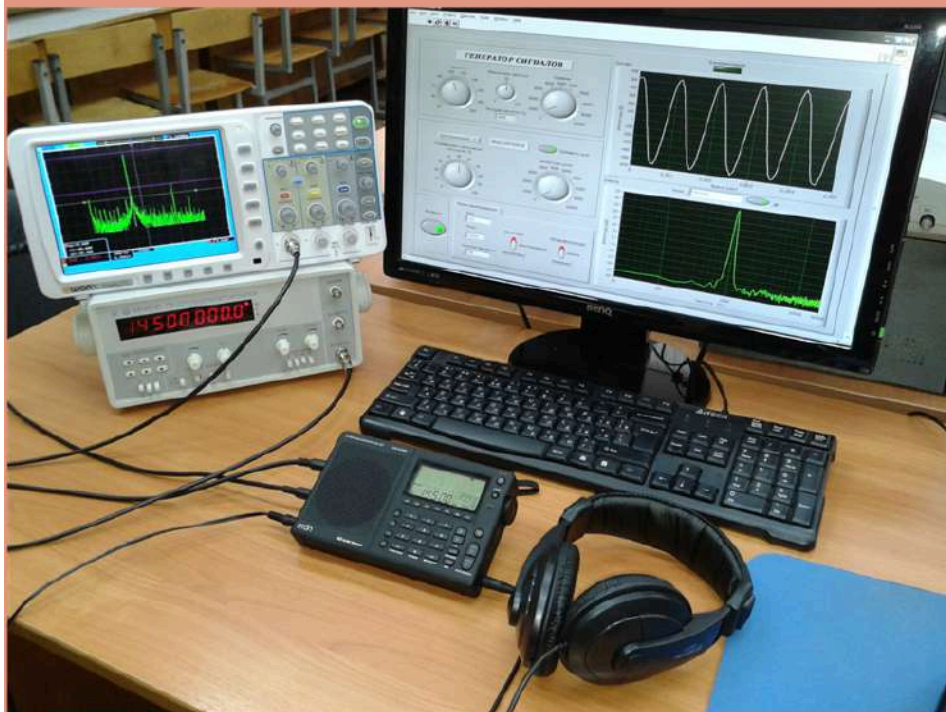


Приём импульсных сигналов

Серия "Интерактивные учебные пособия"

Александр Курочкин



kurochkin@bsuir.by

2026

Серия "Интерактивные учебные пособия"

Приём импульсных сигналов

Описание

Интерактивная версия пособия от 30 мая 2026 года. Разработчик - [Курочкин А.С.](#), доцент кафедры ИРТ БГУИР. Предназначена для студентов факультета радиотехники и электроники, изучающих классические радиоприёмные устройства.

Третья версия стандарта электронных книг [EPUB-3 \(Electronic PUBlication\)](#) предполагает расширенную поддержку использования шрифтов, аудио- и видео, нелатинских языков, языка разметки формул [MathML](#), реализацию макетов фиксированного размера и адаптируемых для разных устройств и программ чтения.

Появление [HTML5](#) (HyperText Markup Language, version 5) — пятой версии стандарта HTML, сделало её фаворитом в области веб-технологий. HTML5 позволяет создавать сложные эффекты и анимацию с помощью JavaScript — одной из самых перспективных веб-технологий. HTML5 универсален и работает во всех современных браузерах без проблем в сфере интернет-безопасности.

Для корректного отображения формул MathML и элементов HTML5 рекомендуется персональный компьютер с ОС Windows и программным ридером [AZARDI](#) или ОС Android с программным ридером [Giden Reader](#).

В пособии приводятся описания основных видов импульсной модуляции, сопровождающиеся интерактивными анимациями. Рассматриваются вопросы, связанные с анализом искажений формы импульсных сигналов в усилительных трактах с настроенными и расстроенными контурами.



Оглавление

[Описание](#)

[1 Импульсная модуляция](#)

[2 Искажения импульсных сигналов](#)

[3 Интерактивная демонстрация искажений импульсных сигналов](#)

1 Импульсная модуляция

Использование импульсных сигналов позволяет осуществить временное разделение каналов в системах многоканальной связи. Любой сигнал с ограниченным спектром полностью определяется своими значениями, отсчитанными в соответствии с теоремой Котельникова через интервалы времени

$$T = 1/(2F_{\max}). (1)$$

Выбрав период повторения импульсного сигнала в соответствии с (1) можно с высокой степенью точности воспроизвести сигнал в точке приёма. Кроме того, так как длительность импульсного сигнала может быть достаточно малой ($t_{\text{и}} \ll T$), то при большой скважности импульсов в оставшейся части периода T можно расположить импульсные сигналы, соответствующие другим сообщениям.

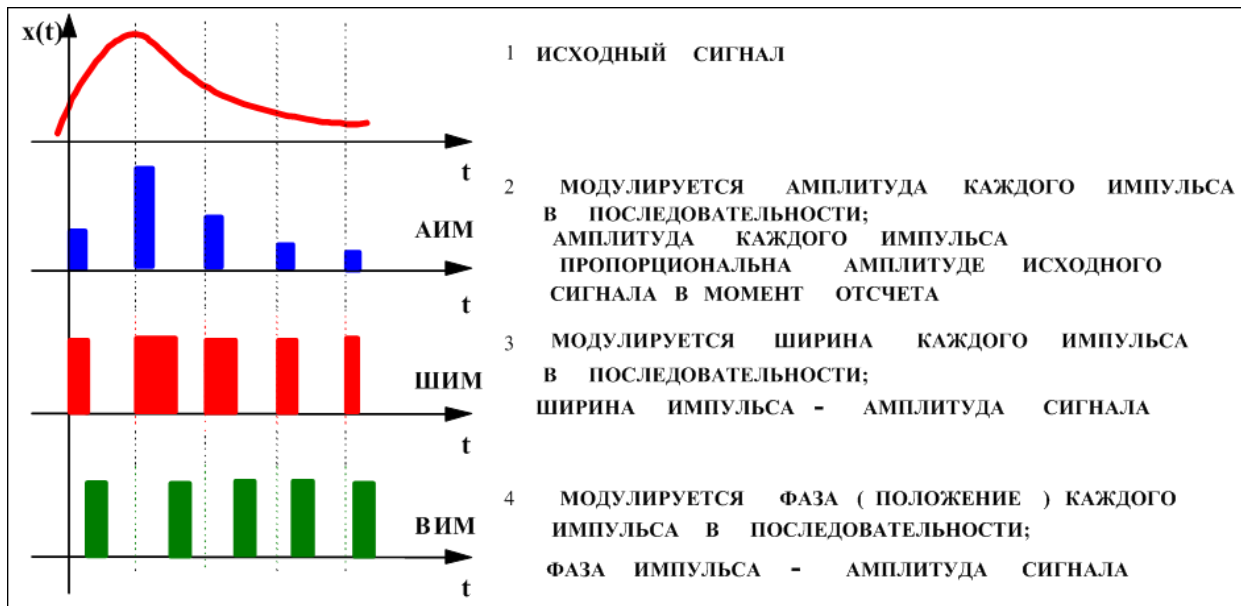


Рис. 1

Для передачи сообщений осуществляют модуляцию импульсов. Различают следующие виды модуляции (рис. 1):

- 1) амплитудно-импульсная модуляция (АИМ),
- 2) широтно-импульсная модуляция (ШИМ),
- 3) временная импульсная модуляция (ВИМ).

При АИМ амплитуда импульсов изменяется по закону передаваемого сигнала, в простейшем случае одного модулирующего тона Ω .

Немодулированная последовательность импульсов представляется рядом Фурье в следующем виде:

$$U(t) = U \left[\frac{1}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{q}\right) \cos(k\omega_1 t) \right],$$

где $\omega_1 = 2\pi/T_1$ - круговая частота повторения тактовых импульсов, T_1 - период повторения, $q = T_1/t_n$ - скважность импульсов.

Различают АИМ первого (АИМ-1) и второго (АИМ-2) рода. При АИМ-1 высота импульса в пределах его длительности изменяется по закону модулирующего напряжения. При АИМ-2 высота импульса зависит лишь от значения сигнала в тактовой точке.

В соответствии с определением АИМ амплитуда импульсов U при АИМ-1 будет изменяться по следующему закону:

$$U(t) = U [1 + m \sin(\Omega t)],$$

где m - глубина модуляции.

Окончательное выражение можно представить в виде:

$$\begin{aligned} U_{\text{АИМ-1}}(t) &= U(1 + m \sin(\Omega t)) \left[\frac{1}{q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{q}\right) \cos(k\omega_1 t) \right] = \\ &= \frac{U}{q} + \frac{Um}{q} \sin(\Omega t) + \frac{2U}{k\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(\frac{k\pi}{q}\right) \cos(k\omega_1 t) + \frac{Um}{k\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sin\left(\frac{k\pi}{q}\right) \sin(k\omega_1 \pm \Omega)t. \end{aligned}$$

В случае модуляции одним тоном Ω спектр амплитуд модулированной последовательности импульсов кроме составляющих с частотами $k\omega_1$ содержит составляющую с частотой модуляции Ω и боковые составляющие с частотами $k\omega_1 \pm \Omega$ возле каждой гармоники ω_1 спектра.

Ширина спектра определяется длительностью импульсов t_n : $\Delta F = 1/t_n$. На практике в большинстве случаев полоса частот определяется первым лепестком спектра, где сконцентрировано около 90% энергии всего сигнала.

Выражение для сигнала АИМ-2 при модуляции одним тоном может быть получено в виде:

$$U_{\text{АИМ-2}}(t) = \frac{U}{q} \left[1 + m \frac{\sin(\Omega t_n/2)}{\Omega t_n/2} \sin \Omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ 2 \frac{\sin(k\omega_1 t_n/2)}{k\omega_1 t_n/2} \cos(k\omega_1 t) + m \frac{\sin[(k\omega_1 \pm \Omega)t_n/2]}{(k\omega_1 \pm \Omega)t_n/2} \sin(k\omega_1 \pm \Omega)t \right\} \right].$$

Для ВИМ аналитическое выражение может быть представлено в следующем виде:

$$U_{\text{ВИМ}}(t) = \frac{Ut_n}{T_1} - 2 \frac{U\Delta t_n}{T_1} \sin \frac{\Omega t_n}{2} \cos \Omega \left(t - \frac{t_n}{2} \right) + 2 \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k} J_n(k\omega_1 \Delta t_n) \sin[(k\omega_1 - n\Omega) \frac{t_n}{2}] \cos[(k\omega_1 - n\Omega) + n\Omega \frac{t_n}{2}],$$

где $\omega_1 \Delta t_n$ - индекс модуляции, Δt_n - наибольшее смещение фронта импульса.

Спектр сигнала при ВИМ держит постоянную составляющую, составляющую с частотой модулирующего сигнала Ω , основную гармонику с частотой ω_1 и кратные ей высшие гармоники с частотами $k\omega_1$, вокруг которых размещаются полосы боковых гармоник с частотами $k\omega_1 \pm n\Omega$.

При ШИМ аналитическое выражение может быть представлено в следующем виде:

$$U_{\text{ШИМ}}(t) = \frac{Ut_n}{T_1} + \frac{U\Delta t_n}{T_1} \sin \Omega t + 2 \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} C_k J_0(B_k) \cos(k\omega_1 t) + 2 \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} C_k \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(B_k) \cos[(k\omega_1 \pm 2n\Omega)t] + 2 \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(B_k) \sin[(k\omega_1 \pm (2n-1)\Omega)t].$$

Здесь $J_{2n}(B_k)$ и $J_{2n-1}(B_k)$ - функции Бесселя первого рода. Принято $C_k = \sin(k\pi t_n/T_1)/k$ и $D_k = \cos(k\pi t_n/T_1)/k$.

Формированию импульсно-модулированных сигналов посвящён представленный ниже интерактивный скрипт. Синяя синусоида представляет собой модулирующее колебание. Красным цветом отмечены импульсы дискретизации. Зелёным цветом отображается модулированная импульсная последовательность при амплитудно-импульсной (АИМ), широтно-импульсной (ШИМ) или время-импульсной (ВИМ) модуляции. Ползунковые элементы управления позволяют регулировать частоту модуляции ("F_{мод}[Гц]") и глубину модуляции ("m[%]"). При включении флажкового элемента управления "Спектр" отображаются спектры сформированных импульсных

последовательностей. При этом для АИМ дополнительно красным цветом отображается огибающая амплитудного спектра.

F _{мод} [Гц]=100 <input type="range"/>	
m[%]=0 <input type="range"/>	
Спектр <input type="checkbox"/>	<input checked="" type="radio"/> АИМ
	<input type="radio"/> ШИМ
	<input type="radio"/> ВИМ

4) дельта модуляция, при которой передаются только сведения о направлении изменения сигнала по сравнению с предыдущим состоянием. Функциональная схема дельта модулятора представлена на рис. 2, а примерные осциллограммы сигналов на рис. 3.

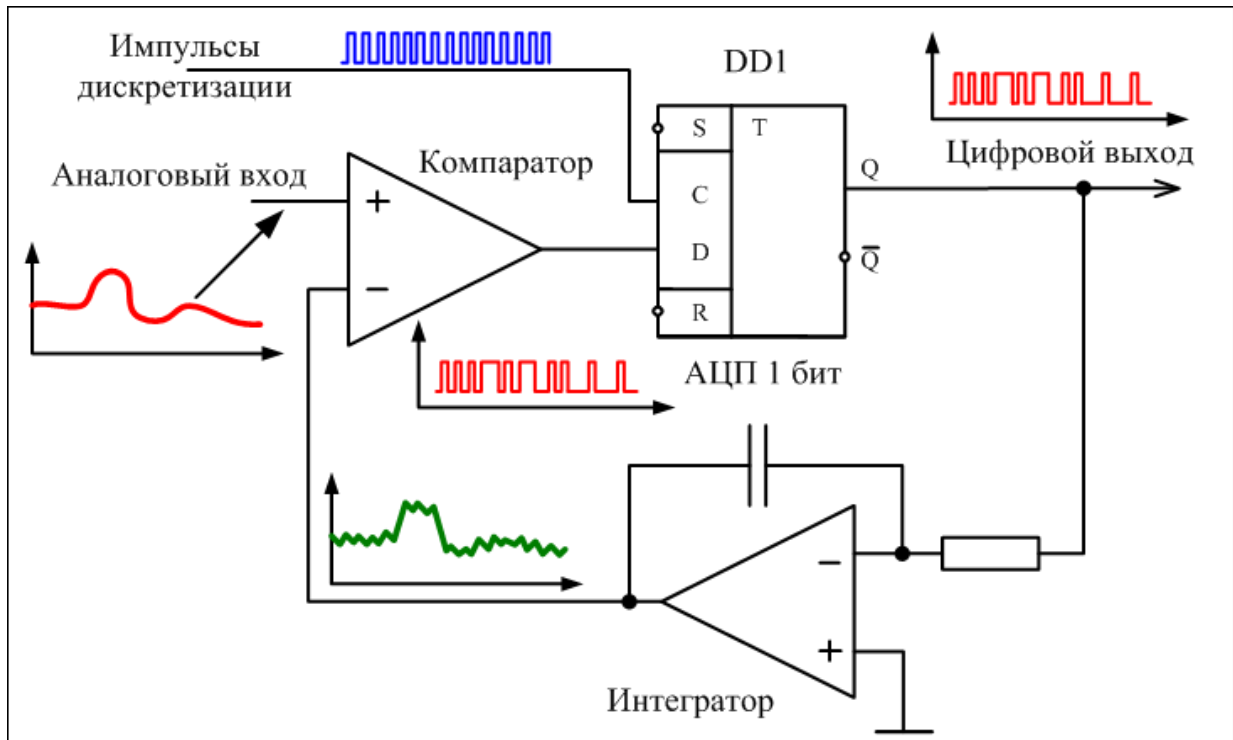


Рис. 2

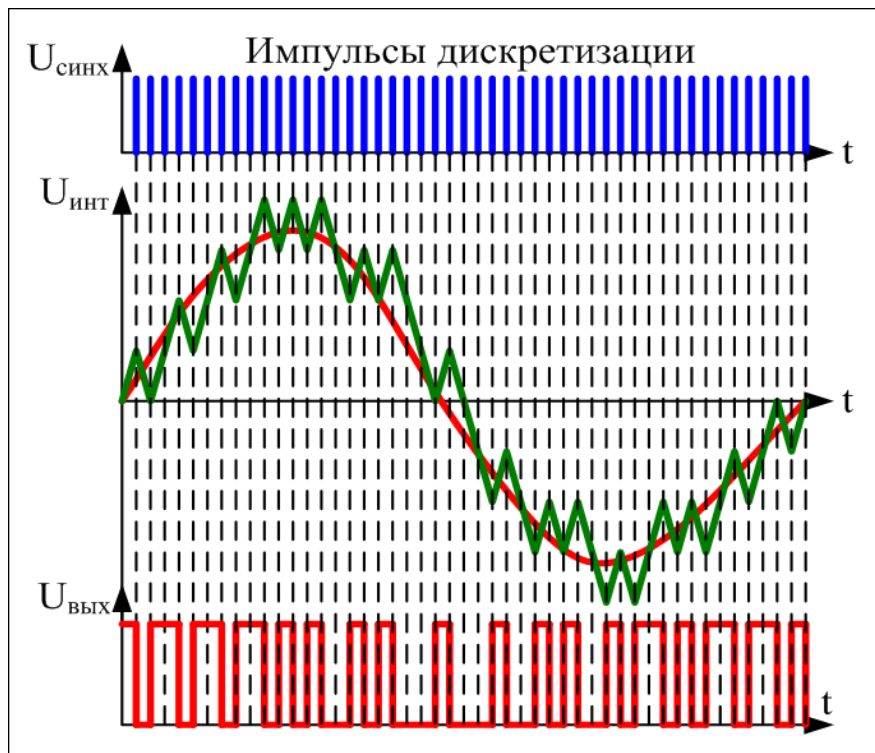


Рис. 3

Формированию дельта-модулированного сигнала посвящён представленный ниже интерактивный скрипт. Зелёная синусоида представляет входное колебание. Фиолетовым цветом отмечены импульсы дискретизации. Красным цветом отображается сигнал на выходе интегратора, который в данном случае является также и демодулятором. Зелёным цветом отображается дельта-модулированная импульсная последовательность. Ползунковые элементы управления позволяют регулировать частоту модуляции (" $F_{\text{мод}}[\text{Гц}]$ "), дискретизации (" $F_{\text{такт}}[\text{кГц}]$ ") и амплитуду сигнала (" $U_{\text{м}}[\text{В}]$ ").

$F_{\text{мод}}[\text{Гц}] = 100$	<input type="range"/>
$F_{\text{такт}}[\text{кГц}] = 10$	<input type="range"/>
$U_{\text{м}}[\text{В}] = 0$	<input type="range"/>

5) Сигма-дельта модуляция

Сигма-дельта модулятор представлен на рис. 4

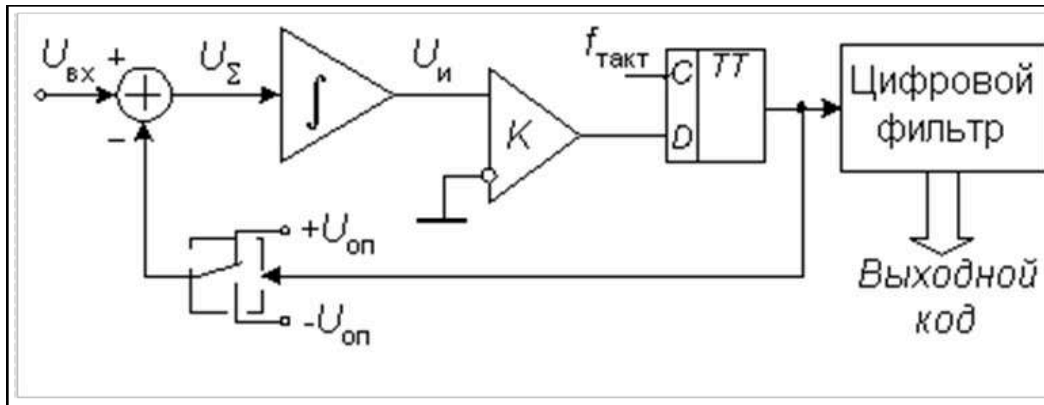


Рис. 4 – Сигма-дельта модулятор (или АЦП) 1-порядка

Формированию сигма-дельта-модулированного сигнала (рис. 5) посвящён представленный ниже интерактивный скрипт. Зелёная синусоида представляет входное колебание. Фиолетовым цветом отмечены импульсы дискретизации. Красным цветом отображается сигнал на выходе интегратора. Зелёным цветом - сигма-дельта-модулированная импульсная последовательность. Ползунковые элементы управления позволяют регулировать частоту модуляции (" $F_{\text{мод}}$ [Гц]"), дискретизации (" $F_{\text{такт}}$ [кГц]") и амплитуду сигнала (" $U_{\text{м}}$ [В]").

$F_{\text{мод}}$ [Гц]=100	<input type="range"/>
$F_{\text{такт}}$ [кГц]=10	<input type="range"/>
$U_{\text{м}}$ [В]=1	<input type="range"/>

5) импульсно-кодовая модуляция (ИКМ).

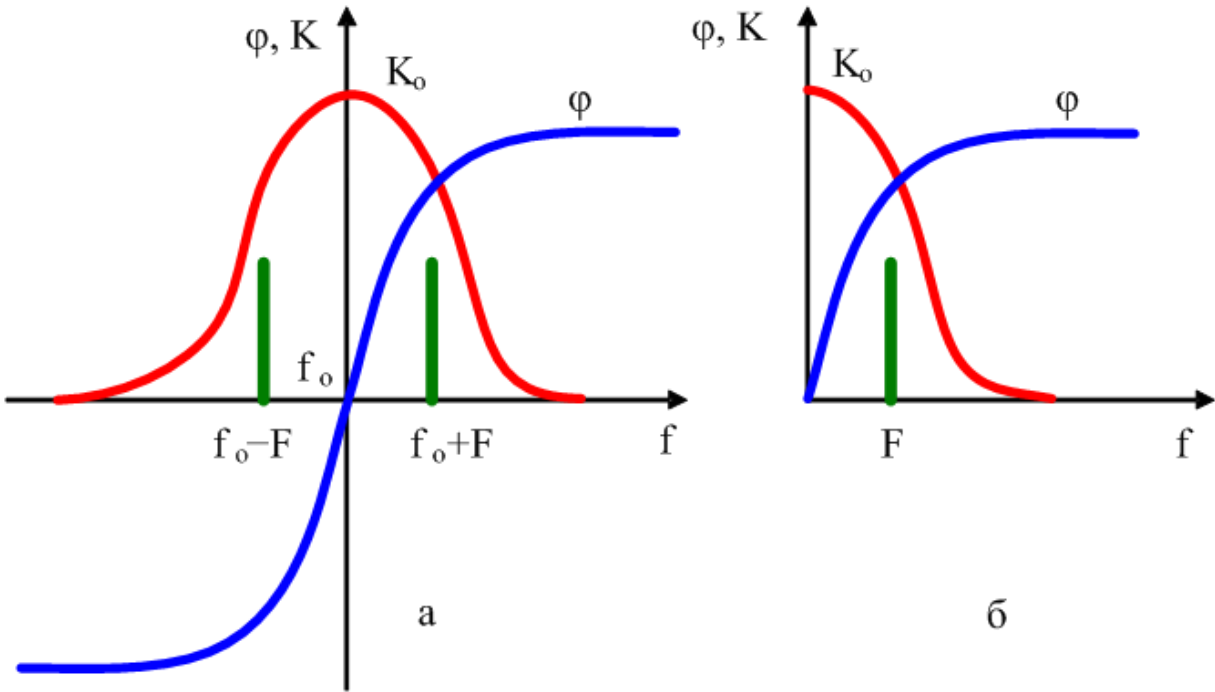


Импульсно-кодовая модуляция. Для визуализации нажимать последовательно кнопку "Анимация"

2 Искажения импульсных сигналов

*А*ри резких изменениях параметров входного сигнала усилителя радиосигналов (УРС) на характер выходного напряжения существенно влияют переходные или нестационарные процессы. Переходные процессы являются следствием инерционных свойств линейных цепей, обусловленных наличием реактивных элементов (конденсаторов и индуктивностей).

Для оценки переходных процессов достаточно знать переходную характеристику амплитуды, под которой понимают нормированную кривую установления огибающей напряжения на выходе усилителя при подаче на его вход гармонического напряжения с частотой, равной частоте настройки усилителя. Анализ существенно упрощается, если воспользоваться методом низкочастотных эквивалентов.



(а) – высокочастотный тракт, (б) – эквивалентный низкочастотный тракт

Рис. 5

Согласно этому методу (рис. 5) огибающая выходного напряжения в высокочастотном тракте с симметричными характеристиками (чётная симметрия для $K(\omega)$ и нечётная симметрия для $\varphi(\omega)$) приобретает такие же изменения, какие возникают в видеосигнале при его прохождении через низкочастотный тракт с АЧХ и ФЧХ, форма которых совпадает с формой характеристик избирательной цепи для верхней боковой полосы. Видеосигнал в данном случае представляет собой огибающую входного высокочастотного модулированного напряжения.

Проведём анализ переходной характеристики амплитуды и искажений радиоимпульсов на выходе усилителя. Из теории преобразования Фурье известно, что если все составляющие спектра входного напряжения получают фазовый сдвиг ωt_3 , линейно связанный с их частотой, то это приводит лишь к запаздыванию выходного сигнала на время t_3 . Последнее возможно в том случае, если ФЧХ системы линейна $\varphi(\omega) = -\omega t_3$ и имеет тангенс угла наклона $t_3 = \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|$.

Временем запаздывания принято считать время, прошедшее от начала включения скачка напряжения до момента, когда выходное напряжение достигнет половины установившегося значения.

Временем нарастания t_n называется время, в течение которого выходное напряжение изменяется от нуля до установившегося значения с постоянной скоростью,

равной скорости изменения выходного напряжения в момент запаздывания:

$$t_{\text{н}} = \frac{K_0}{\left| \frac{dB}{dt} \right|_{t=t_3}}.$$

Это значение близко к интервалу времени изменения выходного напряжения от 0,1 до 0,9 установившегося значения, удобному при экспериментальном определении параметров переходной характеристики. Время нарастания не всегда равно времени установления - длительности временного интервала от момента начала фронта импульса до момента завершения всех переходных процессов и окончательного установления амплитуды колебания. Для УРС с настроенными контурами время нарастания и время установления совпадают. В УРС с расстроенными относительно несущего колебания контурами время нарастания и время установления могут не совпадать. Более подробно это вопрос рассмотрен ниже.

Найдём параметры переходной характеристики амплитуды идеального УПЧ с прямоугольной АЧХ, имеющего коэффициент усиления K_0 в пределах полосы пропускания $\Delta\Omega_0=2\pi\Delta F_0$. Низкочастотный эквивалент такого усилителя будет иметь полосу, равную $\Delta\Omega_0/2$.

Из теории линейных электрических цепей известно выражение единичного скачка напряжения

$$1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \Omega t}{\Omega} d\Omega$$

Тогда на выходе низкочастотного эквивалента переходная характеристика амплитуды

$$B(t) = \frac{K_0}{2} + \frac{K_0}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega/2} \frac{\sin \Omega(t - t_3)}{\Omega} d\Omega.$$

Для расчёта времени нарастания найдём скорость изменения переходной характеристики:

$$\begin{aligned} \frac{dB}{dt} &= \frac{K_0}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega/2} \frac{d}{dt} \left[\frac{\sin \Omega(t - t_3)}{\Omega} \right] d\Omega = \frac{K_0}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega/2} \cos \Omega(t - t_3) d\Omega = \\ &= \frac{K_0 \sin[0,5\Delta\Omega(t - t_3)]}{\pi (t - t_3)}. \end{aligned}$$

Введём новую переменную $x = 0,5\Delta\Omega(t - t_3)$, тогда

$$\frac{dB}{dt} = \frac{K_o \Delta \Omega_o}{2\pi} \cdot \frac{\sin x}{x},$$

откуда при $x = 0$ следует, что

$$\frac{dB}{dt} = \frac{K_o \Delta \Omega_o}{2\pi} = K_o \Delta F_o.$$

Окончательно для времени нарастания можно записать:

$$t_H = \frac{K_o}{\left| \frac{dB}{dt} \right|_{t=t_3}} = \frac{K_o}{K_o \Delta F_o} = \frac{1}{\Delta F_o}.$$

Время нарастания в УРС с настроенными контурами совпадает с временем установления и обратно пропорционально ширине полосы пропускания усилителя.

Проанализируем прохождение импульсных сигналов через избирательную систему. Решение задачи о прохождении импульсных сигналов через линейные избирательные системы на основании принципа суперпозиции может быть сведено к определению результирующего эффекта при воздействии на систему двух функций включения. На рис. 6,а показано, что входной видеопульс с длительностью t_H эквивалентен воздействию на вход резонансного усилителя двух функций включения, равных по величине, противоположных по знаку и сдвинутых относительно друг друга на время t_H . Аналогично, подача на вход усилителя радиопульса длительностью t_H (рис. 6,б) эквивалентна включению на его вход двух гармонических противофазных напряжений, сдвинутых на время t_H .

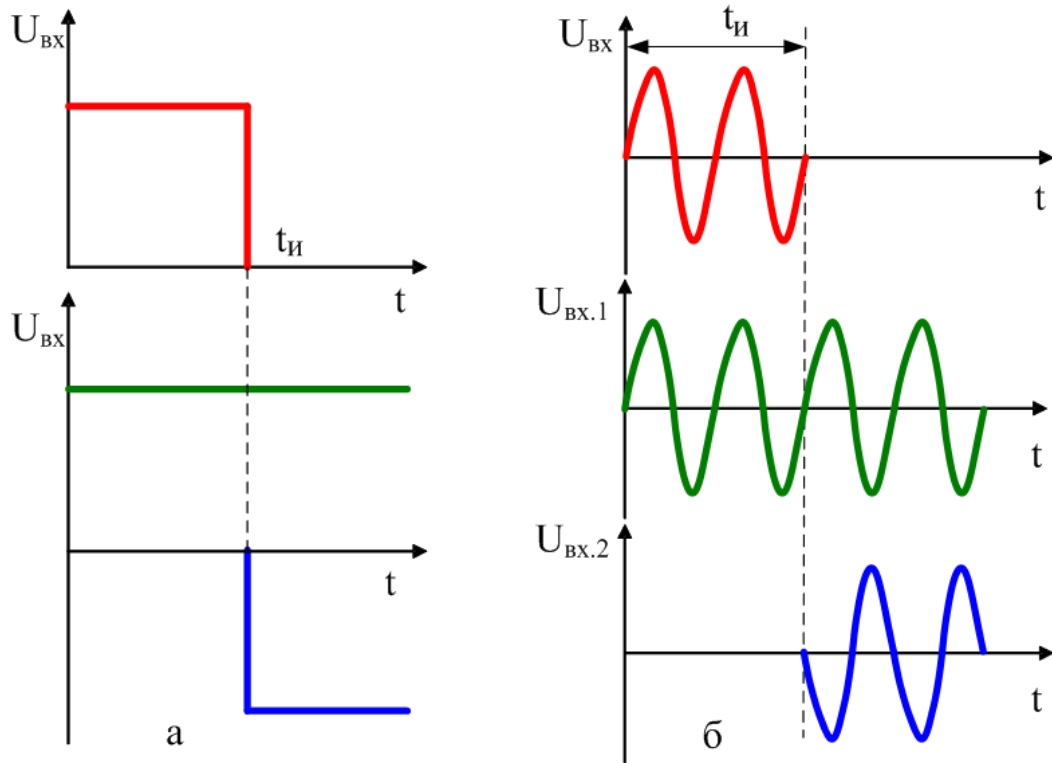


Рис. 6 - Формирование импульсного сигнала

Для переходной характеристики амплитуды идеального УПЧ можно записать следующее выражение:

$$B(t) = \frac{K_0}{2} + \frac{K_0}{\pi} \int_0^{x_m} \frac{\sin x}{x} dx ,$$

где $x_m = 0,5\Delta\Omega_0(t - t_3)$ и $x = \Omega(t - t_3)$.

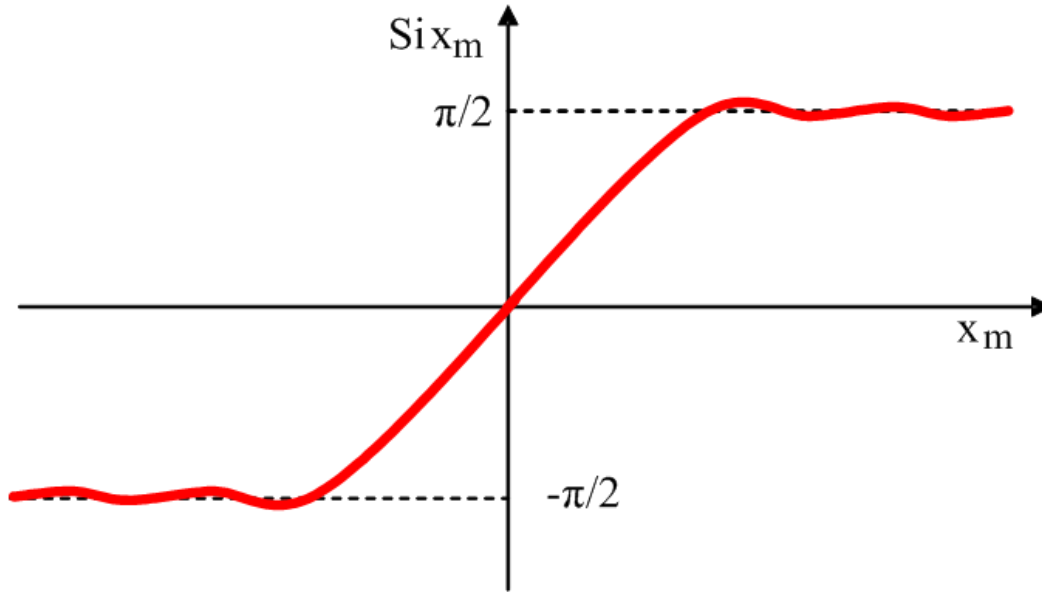


Рис. 7 - График интегрального синуса

Функция вида $Si(x_m) = \int_0^{x_m} (\sin x)/x dx$ представляет собой интегральный синус, график которого представлен на рис. 7.

Для огибающей выходного напряжения импульсного усилителя можно записать:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ}}(t) &= U_{\text{ВЫХ.1}} + U_{\text{ВЫХ.2}} = B(t) - B(t - t_n) = \\
 &= \frac{K_o}{\pi} \left\{ Si[0,5\Delta\Omega_o(t - t_3)] - Si[0,5\Delta\Omega_o(t - t_3 - t_n)] \right\}.
 \end{aligned}$$

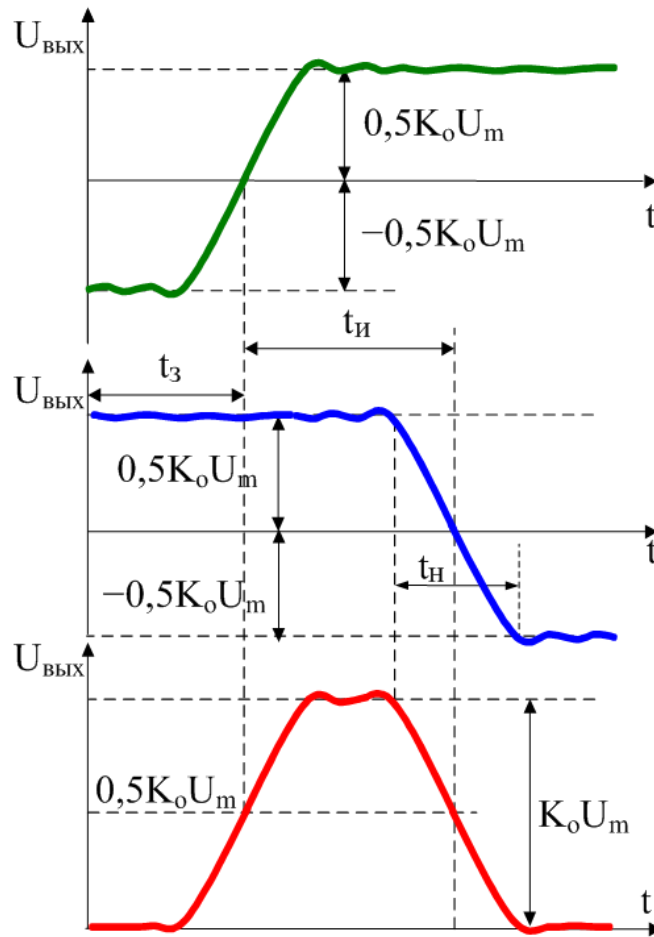
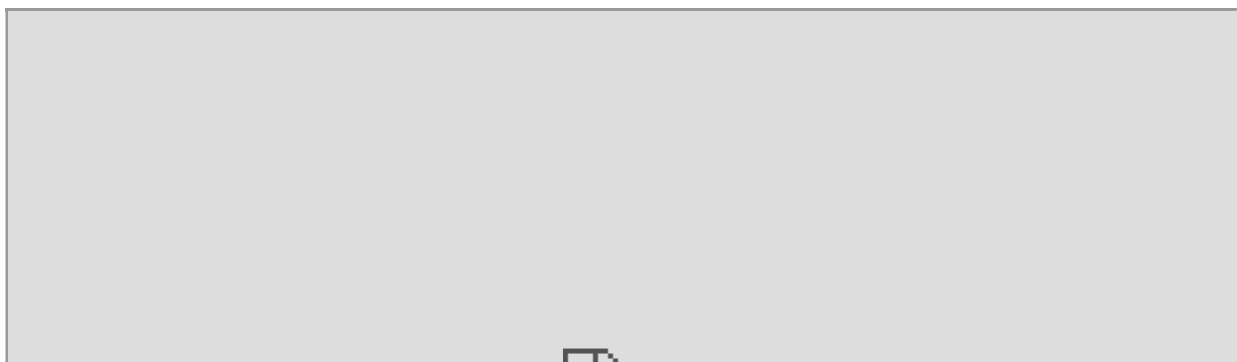


Рис. 8

На рис. 8 изображён график огибающей выходного напряжения при $t_{и} > t_{н}$, а на рис. 9 рассмотрен случай $t_{и} < t_{н}$. При длительности входного импульса, превышающей время нарастания, амплитуда выходного напряжения успевает нарасти до установившегося значения. Поэтому амплитуда выходного напряжения максимально возможная и не зависит от длительности импульса. Длительность импульса выходного напряжения, отсчитанная на уровне половины установившейся величины, равна длительности импульса входного напряжения.





Формирование выходного импульса при $t_{и} > t_{н}$. Для визуализации нажимать последовательно кнопку "Анимация"

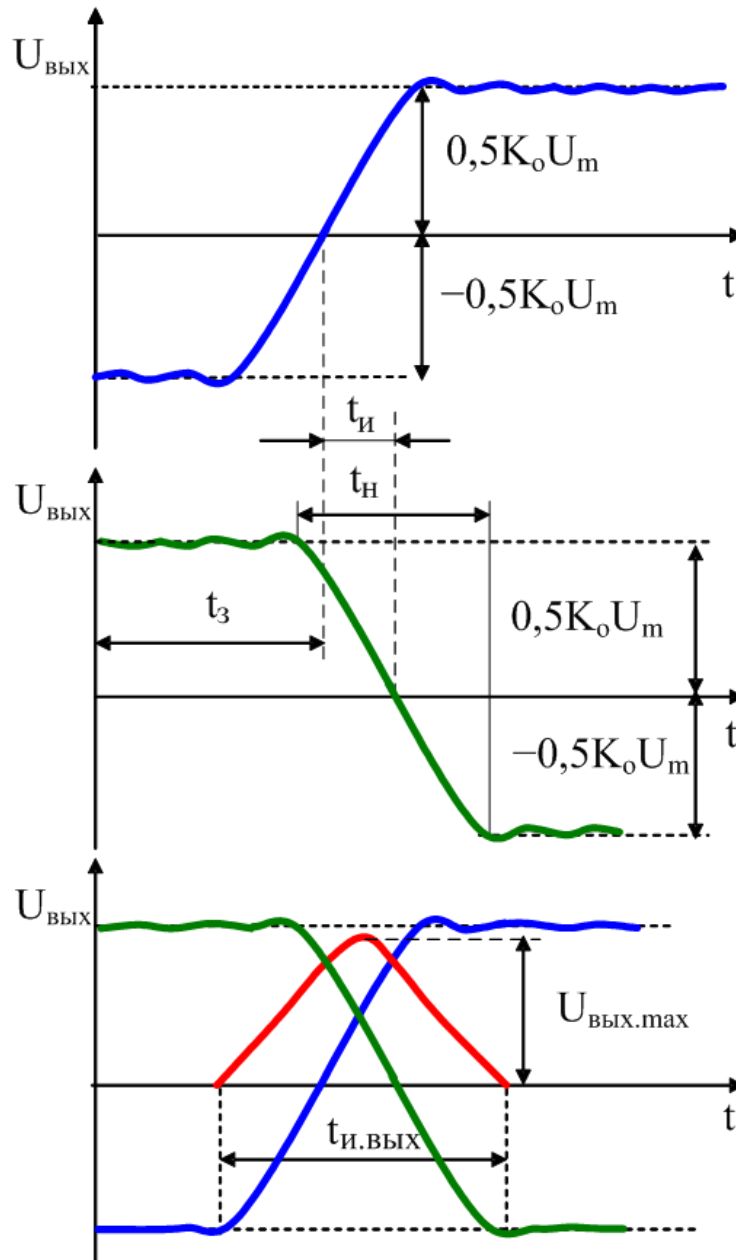


Рис. 9

При длительности входного импульса меньше времени нарастания длительность импульса выходного напряжения равна $t_{\text{и.ВЫХ}} = t_{\text{и}} + t_{\text{н}}$ и практически не зависит от длительности входного импульса при $t_{\text{и}} \ll t_{\text{н}}$. Форма огибающей импульса близка к треугольной. Если проследить за изменением амплитуды выходного напряжения, то можно сделать вывод о том, что амплитуда выходного импульса увеличивается с увеличением длительности входного импульса.

Максимальная амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых.мах}}$ определится после подстановки $t = t_m = t_3 + t_n/2$:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}}(t) &= U_{\text{вых.1}} + U_{\text{вых.2}} = \\
 &= \frac{K_0 U_m}{\pi} \{ Si [0,5\Delta\Omega_0(t - t_3)] - Si [0,5\Delta\Omega_0(t - t_3 - t_n)] \} = \\
 &= \frac{K_0 U_m}{\pi} \{ Si [0,5\Delta\Omega_0(t_3 + t_n/2 - t_3)] - \\
 &\quad - Si [0,5\Delta\Omega_0(t_3 + t_n/2 - t_3 - t_n)] \} = \\
 &= \frac{2K_0 U_m}{\pi} Si(\Delta\Omega_0 t_n/4).
 \end{aligned}$$

При малых значениях t_n интегральный синус можно заменить его аргументом

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{2K_0 U_m}{\pi} \cdot \frac{2\pi\Delta F_0 t_n}{4} = K_0 U_m \Delta F_0 t_n.$$

Таким образом, при $t_n \ll t_n$ амплитуда импульса выходного напряжения линейно зависит от ширины полосы пропускания тракта и длительности входного импульса.



Формирование выходного импульса при $t_{и} \ll t_{н}$. Для визуализации нажимать последовательно кнопку "Анимация"

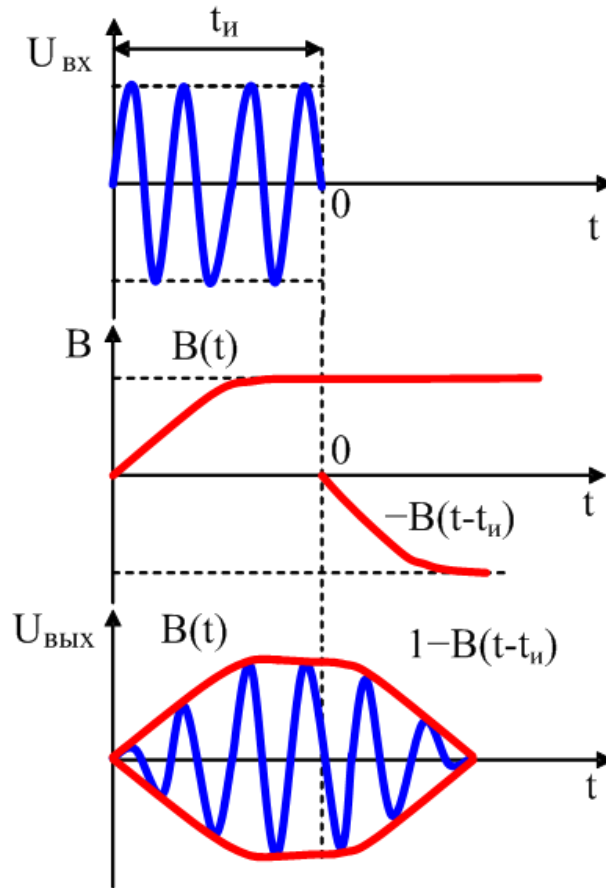


Рис. 10 - Переходные процессы в резонансном УРС

Соответствующие временные диаграммы для выходного напряжения однокаскадного резонансного усилителя представлены на рис. 10

Рассмотрим переходной процесс в усилителе со связанными контурами. Операторный коэффициент передачи низкочастотного эквивалента равен

$$K(j\xi) = -j \frac{S\eta\sqrt{R_{oe1}R_{oe2}} \cdot n_1n_2}{1 + \eta^2 + (j\xi)^2 + 2j\xi},$$

где R_{oe1} и R_{oe2} - резонансные сопротивления контуров, имеющих добротности $Q_{к1}$ и $Q_{к2}$, $\xi = \sqrt{Q_{к1}Q_{к2}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$ - обобщённая расстройка, $\eta = k_{св} \sqrt{Q_{к1}Q_{к2}}$ - параметр связи между контурами, $k_{св} = M / \sqrt{L_{к1}L_{к2}}$ - коэффициент связи, M - взаимная индуктивность между катушками контуров;

откуда, приняв $K_0 = S\eta\sqrt{R_{oe1}R_{oe2}}/(1 + \eta^2) = 1$, $n_1=n_2=1$, а также $Q_{к1}=Q_{к2}=Q_3$ получим

$$K(j\Omega) = -j \frac{\alpha^2(1 + \eta^2)}{(\alpha + j\Omega)^2 + \alpha^2\eta^2},$$

где α - коэффициент затухания: $\alpha = \omega_0\delta_3/2 = \omega_0/(2Q_3)$;

или

$$K(p) = -j \frac{\alpha^2(1 + \eta^2)}{(\alpha + p)^2 + \alpha^2\eta^2}.$$

Далее определяем для переходной характеристики

$$B(p) = -j \frac{\alpha^2(1 + \eta^2)}{p[(\alpha + p)^2 + \alpha^2\eta^2]},$$

и после перехода к оригиналу получаем

$$B(t) = -j \left[1 - \frac{\sqrt{1 + \eta^2}}{\eta} \cdot e^{-\alpha t} \sin(\eta\alpha t + \theta) \right],$$

где $\theta = \arctg \eta$.

Процесс установления выходного напряжения в усилителе со связанными контурами носит колебательный характер. Циклическая частота колебаний огибающей зависит от параметра связи и равна $\eta\alpha$. Физически это объясняется тем, что при подаче сигнала на вход усилителя в системе связанных контуров помимо вынужденных колебаний возникают и собственные затухающие колебания на частотах связи системы. В случае, когда контуры идентичны, частоты связи равны

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \frac{1}{\sqrt{1 \pm k_{св}}},$$

откуда при $k_{св} \ll 1$

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \left(1 \pm \frac{\eta\delta_3}{2} \right) = \omega_0 \pm \alpha\eta.$$

Период колебаний огибающей соответствует разностной частоте

$$T = \frac{4\pi}{\omega_1 - \omega_2} = \frac{2\pi}{\alpha\eta}$$

Таким образом, в начальный момент времени выходное напряжение усилителя содержит три составляющие. Спектральный состав этого напряжения соответствует обычному АМ колебанию с частотой модуляции $\alpha\eta$. Затухание собственных колебаний соответствует постепенному уменьшению глубины модуляции. В результате через некоторое время колебания огибающей прекращаются и наступает установившийся режим.

Анализ переходных характеристик показывает, что с ростом параметра связи возрастает крутизна фронта огибающей, частота и амплитуда колебаний вокруг установившегося значения (рис. 11). Это объясняется расширением полосы пропускания усилителя и увеличением разнеса частот связи. В первом приближении частоты связи соответствуют положению максимумов резонансной характеристики усилителя.

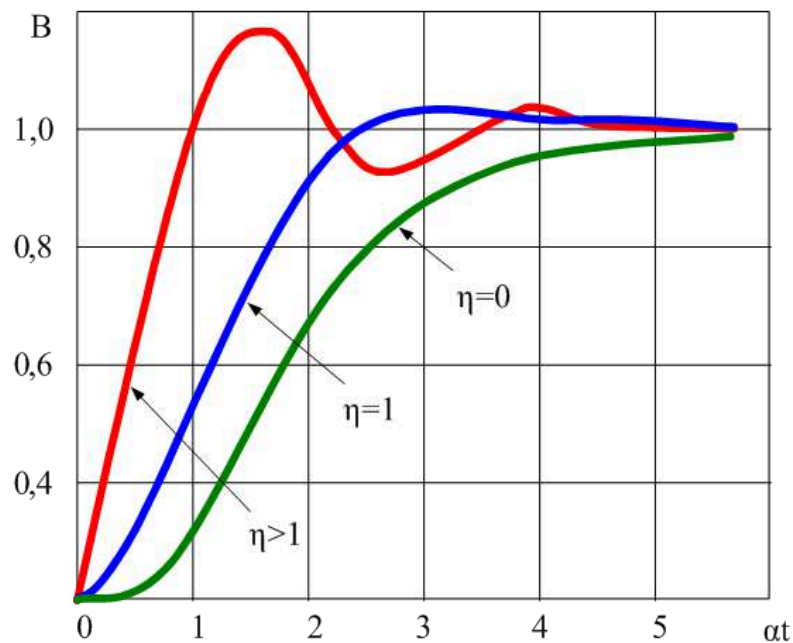


Рис. 11 - Переходные характеристики

Величина выброса определяется амплитудой собственных колебаний системы в момент первого совпадения их по фазе с вынужденными колебаниями (рис. 12 для $t = T/2$).

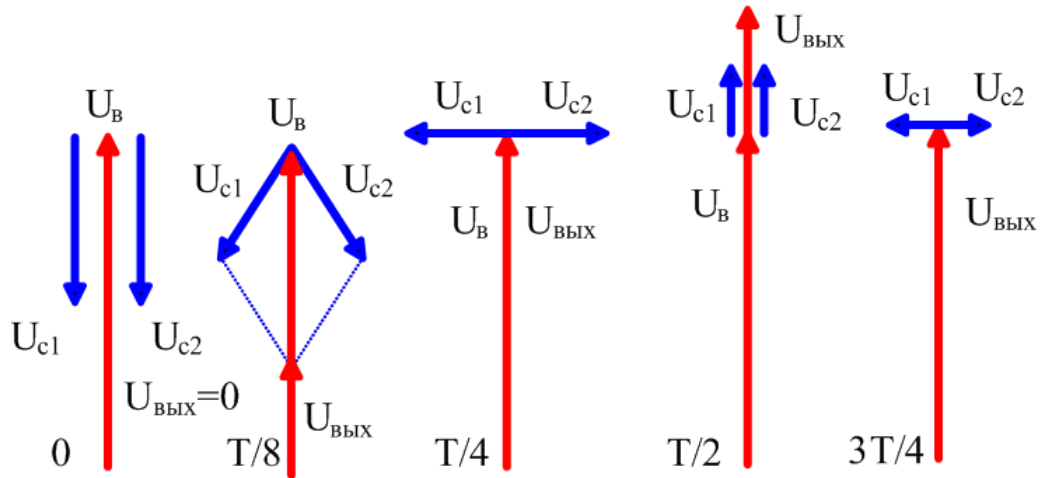


Рис. 12 - Формирование выброса

Временные диаграммы для выходного напряжения усилителя со связанными контурами приведены на рис. 13. Как видно из рисунка, в случае УРС со связанными контурами после окончания "основного" импульса возникает ряд "ложных", которые обусловлены переходным процессом и амплитуда которых может быть весьма значительной. Эти импульсы в радиолокационных системах или в системах с импульсной модуляцией могут привести к искажению получаемой информации. Поэтому в приёмниках импульсных сигналов не используются УПЧ с многогорбыми резонансными кривыми.

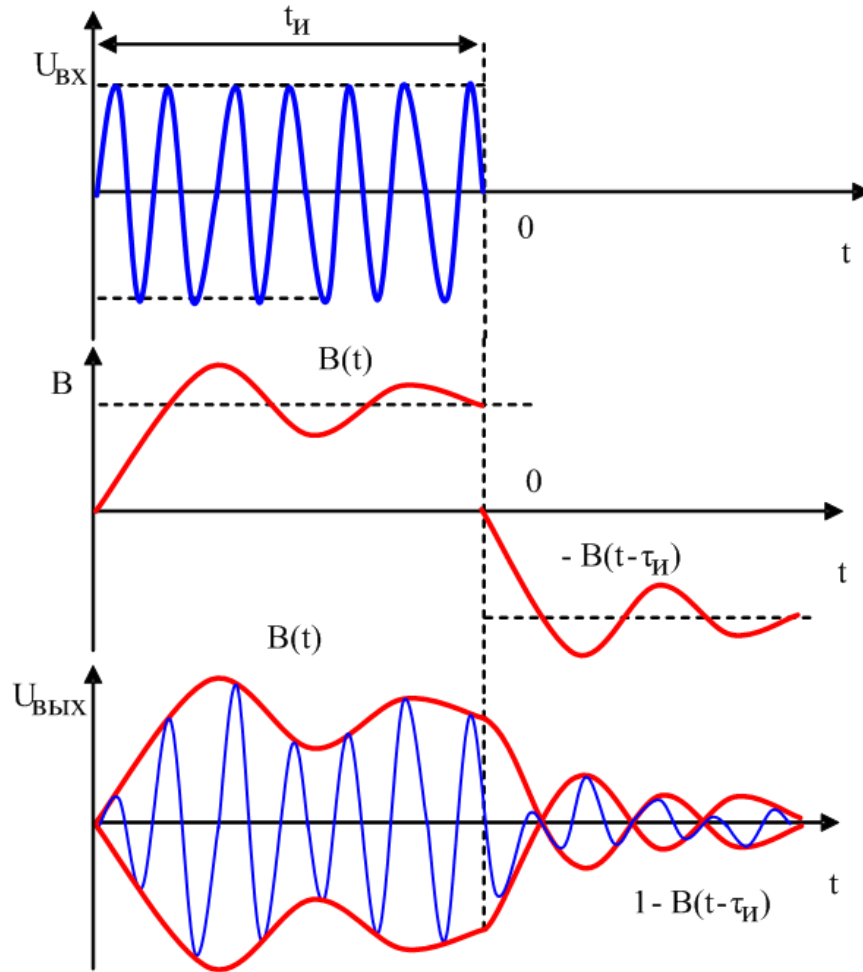


Рис. 13 - Переходные процессы в УРС со связанными контурами

3 Интерактивная демонстрация искажений импульсных сигналов

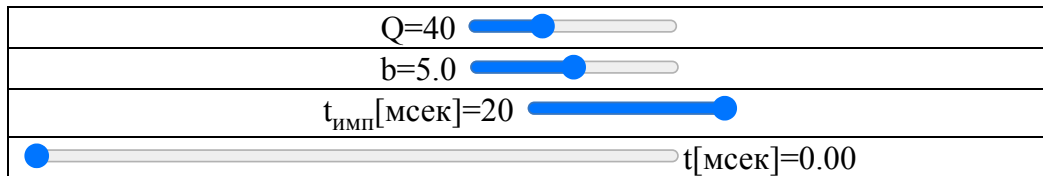
*Д*емонстрация искажений радиоимпульсного сигнала на выходе двухконтурного УРС представлена ниже в интерактивном скрипте.

Из анимации видно, что с увеличением параметра связи период разностных колебаний огибающей уменьшается, так как разностные частоты вращения векторов собственных колебаний $(\omega_1 - \omega_0)$ и $(\omega_2 - \omega_0)$ по отношению к вынужденному колебанию увеличиваются. Поэтому, во-первых, скорость изменения амплитуды суммарного вектора увеличивается, т.е. время нарастания радиоимпульса уменьшается. А во-вторых, к моменту совпадения по фазе с вынужденным колебанием собственные колебания не успевают уменьшиться и суммарная амплитуда огибающей начинает превышать установившееся значение, что и приводит к появлению характерного

"выброса" амплитуды на переднем фронте. Время же установления колебаний определяется полосой пропускания, т.е. эквивалентной добротностью.

Верхняя осциллограмма представляет входной радиоимпульс, средняя - выходной. Ползунковые элементы регулировки позволяют менять добротность контуров "Q", параметр связи " η " и длительность импульса " $t_{\text{имп}}$ [мсек]".

Нижняя анимация демонстрирует процесс формирования амплитуды суммарного вектора и "выброса" на переднем фронте в интерактивном режиме при изменении текущего времени с помощью ползункового элемента " t [мсек]". Для усиления визуального эффекта на средней анимации текущее время отображается в виде кружочка, скользящего по огибающей радиоимпульса.



Таким образом, искажениями формы импульсного сигнала являются:

1. Затягивание времени нарастания (переднего фронта) импульса.
2. Затягивание времени спада (среза или заднего фронта) импульса.
3. Завал вершины видеоимпульса.
4. Выброс на переднем фронте импульса.
5. Колебательный процесс установления вершины импульса.
6. "Ложные" импульсы по окончании основного импульса.