

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время электроника плотно вошла в нашу жизнь на бытовом и производственном уровне. Нам сложно представить себе любой дом или квартиру без современных электронных приборов, облегчающих нашу жизнь. Общество уже не может существовать без гаджетов и интернета. На производстве применение электроники позволяет в той или иной степени автоматизировать технологические процессы. Даже поездка в автомобиле не обходится без электроники, которая управляет многими системами и, самое главное, работой двигателя.

Электроника стремительно развивается на протяжении последнего века, так же стремительно изменяется элементная база.

В основе развития электроники лежит непрерывное усложнение функций, выполняемых электронными устройствами. На определенных этапах становится невозможным решать новые задачи старыми электронными средствами, или как говорят, средствами на основе существующей элементной базы, например с помощью электронных ламп или дискретных транзисторов. Таким образом, появляются предпосылки для дальнейшего совершенствования элементной базы. Основными факторами, вызывающими необходимость разработки электронных устройств на новой элементной базе, являются повышение надежности, уменьшение габаритов, массы, стоимости и потребляемой мощности [1].

В зависимости от применяемой элементной базы можно выделить несколько основных поколений развития промышленной электроники, а вместе с ней, соответственно, и электронных устройств.

Первая половина XX века характеризуется тем, что основу элементной базы электронных устройств составляли электровакуумные приборы, в которых пространство, изолированное газонепроницаемой оболочкой, имеет высокую степень разрежения или заполнено специальной рабочей средой (парами или газами) и действие которых основано на использовании электрических явлений в вакууме или газе. В соответствии с характе-

ром рабочей среды электровакуумные приборы подразделяют на электронные и ионные.

Семейство электронных электровакуумных приборов весьма обширно и объединяет такие группы приборов, как электронные лампы, электронно-лучевые приборы, электровакуумные фотоэлектрические приборы и др. Наиболее широко в элементной базе электронных устройств первого поколения применялись электронные лампы – электровакуумные приборы, предназначенные для различного рода преобразований электрического тока.

Вакуумные лампы имели (и имеют до сих пор) как преимущества, так и недостатки. К достоинствам можно отнести работу на высоких мощностях. К недостаткам – большие габариты и относительно короткий срок службы (несколько месяцев). Озабоченные этой идеей инженеры стали искать варианты создания подобных приборов, обладающих долговечностью и малыми габаритами. Конечно, решение было найдено.

В 1947 году будущие нобелевские лауреаты Уильям Шокли, Джон Бардин и Уолтер Браттейн изобрели первый в мире транзистор. Он совершенно не был похож на современные транзисторы. Идея его работы не отличалась оригинальностью за исключением одной существенной детали: электроны в транзисторе двигались не в вакууме, а в твердом теле (полупроводнике). И это был прорыв электроники. С 23 декабря 1947 года начался этап дискретной электроники. Изобретение транзистора привело к следующему этапу развития электроники. Ученые, озадаченные большими размерами дискретных элементов, продолжали свои научные изыскания. И в 1959 году Джек Килби и Роберт Нойс создали интегральную микросхему, появление которой ознаменовало новый этап развития электроники, теперь уже микроэлектроники.

Интегральная схема представляет собой совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и др.), изготовленных в едином технологическом цикле, т. е. одновременно, на одной и той же несущей конструкции (подложке), и выполняющих определен-

ную функцию преобразования информации. Микросборка представляет собой ИС, в состав которой входят однотипные элементы (например, только диоды или только транзисторы). Количество элементов, расположенных на одной подложке, как правило, представляющей собой кристалл кремния, постоянно увеличивалось. Степень интеграции $K = \lg N$ (N – число элементов) за 50 лет достигла фантастических пределов. Появилась микропроцессорная техника, компьютеры и множество других полезных устройств. В настоящее время степень интеграции достигла миллиардов элементов на кристалле полупроводника, электроника движется по пути уменьшения геометрических размеров и увеличения быстродействия приборов. Поэтому, забегая в будущее, можно выделить еще два возможных этапа развития электроники: наноэлектроника и функциональная электроника.

Наноэлектроника – направление электроники, имеющее дело с активными и пассивными элементами, геометрические размеры которых составляют единицы нанометров. Наноэлектроника задается целью найти такие материалы, в которых реализовывались бы свойства электронных компонентов или даже устройств на атомном уровне. И на сегодняшний день уже создан транзистор на трех и даже одном атоме.

Задачей функциональной электроники является поиск явлений в телах, которые бы при внешнем воздействии выполняли определенную функцию. Иными словами, нужно найти кусок материала, который при пропускании через него тока, имел бы свойства биполярного или МДП-транзистора.

Функциональная электроника уже породила несколько отдельных областей: спино-волновую электронику, акустоэлектронику и электронику, специализирующуюся на ПЗС (приборах с зарядовой связью). Каждая из этих областей предполагает принципиально новый подход, позволяющий реализовать определенную функцию аппаратуры без применения стандартных базовых элементов, основываясь непосредственно на физических явлениях в твердом теле. Для хранения и передачи информации используются специфические носители – волны пространственного заряда в плазме, спиновые вол-

ны в ферритовых пленках, акустические волны в пьезоэлектриках и так далее.

При постоянном совершенствовании и бурном развитии современной электроники неизменными остаются принципы построения и расчета принципиальных схем, о чем и пойдет речь в настоящем пособии.

В первом разделе настоящего учебного пособия изложены основы функционирования простейших цепей и протекающих в них частотных и переходных процессов.

Во втором разделе изложена теория четырехполюсников.

Третий раздел посвящен расчету усилительного режима биполярного транзистора, в частности, рассматривается расчет статического режима работы биполярного транзистора по постоянному току с помощью фиксированного тока базы и фиксированного напряжения базы, а также расчет динамического режима работы биполярного транзистора по переменному току.

В четвертом разделе рассмотрены вопросы прохождения гармонического сигнала через узкополосную нелинейную цепь. Приведен пример определения гармоник выходного тока нелинейного элемента.

В пятом разделе приведены теоретические и практические рекомендации по расчету усилительных устройств на базе операционного усилителя.

В шестом разделе приведен расчет генератора гармонических колебаний на операционном усилителе.

Седьмой раздел посвящен расчету компараторов.

В восьмом разделе рассмотрены вопросы расчета релаксационных генераторов на операционных усилителях: симметричного, несимметричного и ждущего мультивибратора.

Расчет генератора линейно изменяющегося напряжения приведен в разделе девять.

Особенности расчета стабилизатора напряжения рассмотрены в разделе десять, а транзисторного ключа – в разделе одиннадцать.

Двенадцатый раздел посвящен вопросам курсового проектирования, включающего в себя расчет электронного устройства и расчет электронного формирователя импульсов.

В приложении приведены варианты задач на каждую из тем.

1. Частотные и переходные характеристики простейших цепей

Практически во всех электрических устройствах какой-либо сигнал (чаще всего это напряжение) подается на вход схемы и, соответственно, снимается с выхода. Инженеры, как правило, пользуются понятием передаточной функции $\underline{K}(f) = \underline{K}(j\omega)$, которая представляет собой отношение напряжения, измеренного на выходе, к напряжению, действующему на входе.

Передаточную функцию также называют передаточной характеристикой или коэффициентом передачи схемы (по напряжению, если измеряется напряжение, или по току, если измеряется ток). Коэффициент передачи в самом общем случае представляет собой комплексную величину и определяется выражением

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} e^{j\varphi_{U2}}}{U_{\text{ВХ}} e^{j\varphi_{U1}}} = \frac{U_2 e^{j\varphi_{U2}}}{U_1 e^{j\varphi_{U1}}} = K_U e^{j(\varphi_{U2} - \varphi_{U1})} = K_U e^{j(\varphi_{U2} - \varphi_{U1})}.$$

Модуль этой функции $K_U = |\underline{K}_U(j\omega)|$ показывает зависимость амплитуды выходного гармонического сигнала от частоты и называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

Аргумент комплексной передаточной функции (коэффициента передачи), который равен

$$\psi_U = \varphi_{U_{\text{ВЫХ}}}(\omega) - \varphi_{U_{\text{ВХ}}}(\omega) = \varphi_{U2}(\omega) - \varphi_{U1}(\omega),$$

называют фазо-частотной характеристикой (ФЧХ). Эта характеристика показывает, как зависит от частоты сигнала разность фаз выходного и входного напряжения схемы, если речь идет о напряжении, или тока, если речь идет о токе.

Аналогично определяется коэффициент передачи по току:

$$\underline{K}_I(j\omega) = \frac{\underline{I}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{I}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{I_{\text{ВЫХ}} e^{j\varphi_{I2}}}{I_{\text{ВХ}} e^{j\varphi_{I1}}} = \frac{I_2 e^{j\varphi_{I2}}}{I_1 e^{j\varphi_{I1}}} = K_I e^{j(\varphi_{I2} - \varphi_{I1})} = K_I e^{j(\varphi_{I2} - \varphi_{I1})},$$

$$\psi_I = \varphi_{I_{\text{ВЫХ}}}(\omega) - \varphi_{I_{\text{ВХ}}}(\omega) = \varphi_{I2}(\omega) - \varphi_{I1}(\omega).$$

Любую электрическую схему можно представить в виде четырехполюсника (рис. 1.1). Четырехполюсники бывают активными и пассивными. Активный четырехполюсник усиливает входной сигнал, поэтому в его состав

ве имеются активные элементы, способные усиливать входной сигнал за счет энергии источника питания. Такими активными элементами обычно являются транзисторы. В этом случае коэффициент передачи, как правило, называют коэффициентом усиления. Пассивные четырехполюсники состоят из пассивных элементов (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности), и в них энергия входного сигнала только рассеивается, теряется, поэтому сигнал на выходе схемы чаще всего меньше, чем на входе.

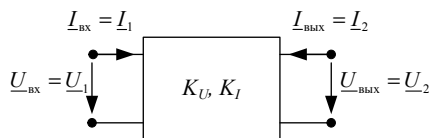


Рисунок 1.1 – Общий вид четырехполюсника

Рассмотрим подробнее несколько простейших цепей из пассивных элементов R , C и L (рис. 1.2). Все эти представленные схемы можно изобразить в виде эквивалентной электрической схемы (рис. 1.3). Если на вход данной цепочки подать напряжение \underline{U}_1 , то по ней будет протекать ток \underline{I} . Очевидно, что напряжение на выходе схемы будет равно $\underline{U}_2 = \underline{I}Z_2$. Тогда с учетом последовательного соединения \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 определим ток в этой цепи:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}.$$

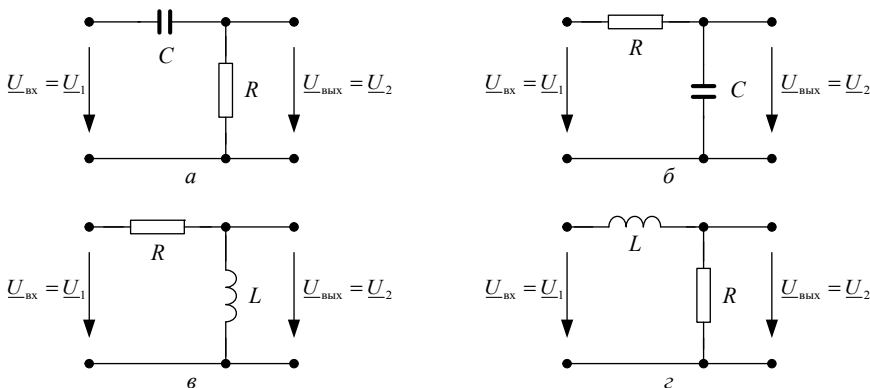


Рисунок 1.2 – Простейшие виды четырехполюсников:
а, в – дифференцирующие цепочки; б, г – интегрирующие цепочки.

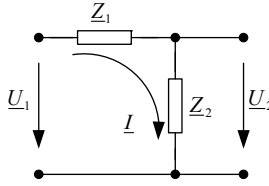


Рисунок 1.3 – Эквивалентная электрическая схема простейших цепей

Теперь можно найти искомый коэффициент передачи в общем виде для всех цепочек, представленных на рисунке 1.2:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{IZ_2}{U_1} = \frac{U_1}{Z_1 + Z_2} \frac{Z_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (1.1)$$

Рассмотрим теперь цепочку на рисунке 1.2, а. Учтем, что $\underline{Z}_1 = 1/j\omega C$, а $\underline{Z}_2 = R$. Тогда коэффициент передачи этой цепи будет равен согласно формуле (1.1)

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega\tau}}, \quad (1.2)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени данной цепи, как и в случае переходных процессов. Модуль коэффициента передачи:

$$K_U(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\text{Re})^2 + (\text{Im})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}}. \quad (1.3)$$

Аргумент коэффициента передачи:

$$\varphi = -\arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = -\arctg \left(-\frac{1}{\omega\tau} \right) = \arctg \left(\frac{1}{\omega\tau} \right). \quad (1.4)$$

По полученным формулам можно построить АЧХ и ФЧХ этой цепочки (рис. 1.4).

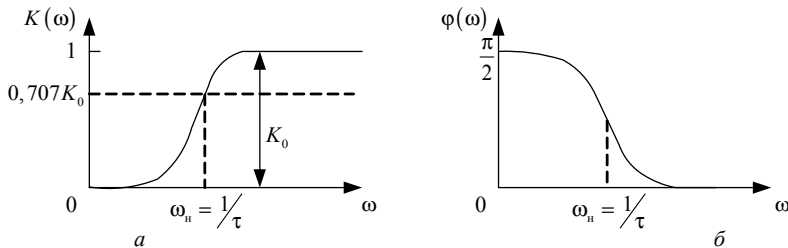


Рисунок 1.4 – Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики фильтра верхних частот

Считается, что цепь пропускает частоты, для которых коэффициент передачи выше уровня $K_0/\sqrt{2} = 0,707K_0$. Частота, на которой коэффициент передачи равен данной величине, называется в данном случае нижней граничной частотой и равна $\omega_n = 1/\tau$. Как видно из АЧХ (рис. 1.4, а), цепочка, представленная на рисунке 1.2, а, пропускает только верхние частоты, выше нижней граничной частоты, поэтому ее можно назвать фильтром верхних частот. Из фазо-частотной характеристики следует, что в полосе пропускания фильтра он дает фазовый сдвиг близкий к нулю, т.е. $\varphi = 0$.

Достаточно часто АЧХ изображают в логарифмическом масштабе для удобства построения и выражают в децибелах. Для нашего случая

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau} \right)^2}} \right) = -20 \lg \left(\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau} \right)^2} \right). \quad (1.5)$$

На низких частотах сигнала обычно выполняется условие $1/\omega\tau \gg 1$, тогда в формуле (1.5) единицей можно пренебречь, и она приобретает вид

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg \frac{1}{\omega\tau} = 20 \lg \omega - 20 \lg \frac{1}{\tau}. \quad (1.6)$$

Это уравнение прямой от логарифмической переменной $\lg \omega$, поэтому при использовании логарифмического масштаба АЧХ RC-цепи представляют (аппроксимируют) отрезками двух прямых, поскольку на высоких частотах $1/\omega\tau \ll 1$, и тогда в формуле (1.5) для высоких частот можно пренебречь слагаемым $1/\omega\tau$:

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg 1 = 0. \quad (1.7)$$

Следовательно, АЧХ в логарифмическом масштабе будет описываться двумя прямыми отрезками для разных диапазонов частот согласно выражениям (1.5) и (1.7) (рис. 1.5, а). Как видно из рисунка 1.5, а, в возрастающей части характеристики она имеет наклон 20 дБ на декаду, при этом прямые

пересекаются в точке на частоте $\omega_n = \frac{1}{\tau}$. В этой точке пересечения максимальная погрешность аппроксимации достигает значения

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left(\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau} \right)^2} \right) = 20 \lg \sqrt{1+1} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}.$$

Фазо-частотные характеристики также можно аппроксимировать двумя прямыми отрезками: $\varphi = \pi/2$ и $\varphi = 0$. Погрешность такой аппроксимации достигает максимального значения в точке на частоте $\omega_n = 1/\tau$ и составляет величину $\pi/2$ (рис. 1.5, б).

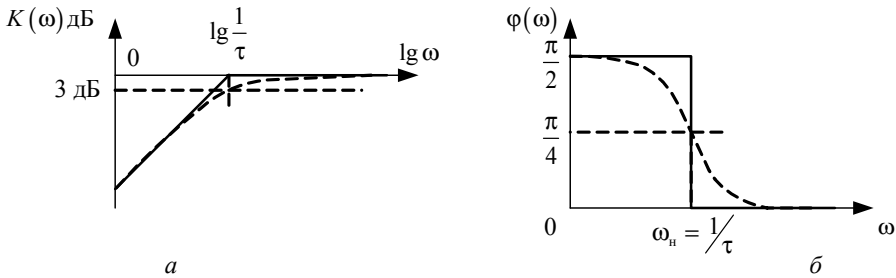


Рисунок 1.5 – Аппроксимация АЧХ (а) ФЧХ (б) фильтра верхних частот

Рассмотрим схему, приведенную на рисунке 1.2, б. Аналогично и для этой схемы по формуле (1.2) получим коэффициент передачи

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (1.8)$$

где $\tau = RC$ – по-прежнему постоянная времени данной цепи. Модуль коэффициента передачи

$$K_U(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\text{Re})^2 + (\text{Im})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}.$$

Аргумент коэффициента передачи

$$\varphi = -\arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = -\arctg(\omega\tau).$$

По полученным формулам можно построить АЧХ и ФЧХ этой цепочки (рис. 1.6).

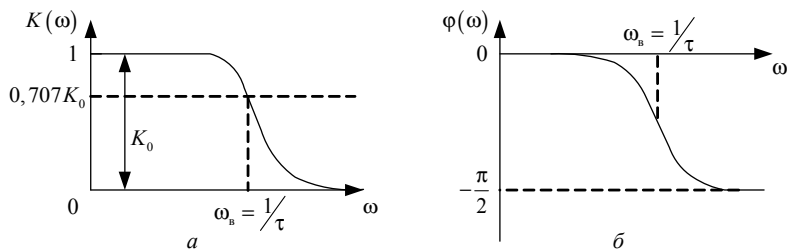


Рисунок 1.6 – Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики фильтра нижних частот

Из АЧХ (рис. 1.6, а) видно, что данная цепь пропускает только нижние частоты, поэтому ее называют фильтром нижних частот, а частота $\omega_b = 1/\tau$ называется в этом случае верхней граничной частотой фильтра.

Аналогично выразим в децибелах коэффициент передачи (1.2) для этой цепи:

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \right) = -20 \lg \left(\sqrt{1 + (\omega\tau)^2} \right). \quad (1.9)$$

На низких частотах сигнала обычно выполняется условие $\omega\tau \ll 1$, тогда в формуле (1.9) вторым слагаемым по сравнению с единицей можно пренебречь:

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg 1 = 0. \quad (1.10)$$

Выражение (1.10) означает, что в полосе пропускания фильтра нижних частот логарифм коэффициента передачи равен нулю. На верхних частотах, когда $\omega\tau \gg 1$, в формуле (1.9) пренебрегаем единицей, и она приобретает вид

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg \left(\sqrt{(\omega\tau)^2} \right) = -20 \lg (\omega\tau) = 20 \lg \frac{1}{\tau} - 20 \lg \omega. \quad (1.11)$$

Это также уравнение прямой от логарифмической переменной $\lg \omega$, т.е. при использовании логарифмического масштаба АЧХ данной RC-цепи можно аналогично аппроксимировать отрезками двух прямых, одна из которых является падающей со скоростью 20 дБ на декаду. Максимальная по-

грешность так же, как и в случае фильтра высоких частот, наблюдается в точке на частоте $\omega_b = \frac{1}{\tau}$, в которой эти отрезки пересекаются (рис. 1.7, а), и составляет

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left(\sqrt{1 + (\omega\tau)^2} \right) = 20 \lg \sqrt{1+1} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}.$$

Аналогично фазо-частотные характеристики данной схемы можно аппроксимировать двумя прямыми отрезками: $\varphi = \pi/2$ и $\varphi = 0$. Погрешность такой аппроксимации достигает максимального значения в точке на частоте $\omega_b = 1/\tau$ и составляет величину $\pi/2$ (рис. 1.7, б).

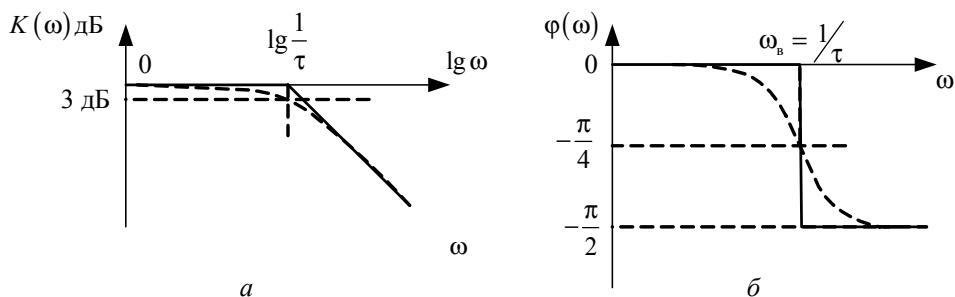


Рисунок 1.7 – Аппроксимация АЧХ (а) ФЧХ (б) фильтра нижних частот

Аналогично можно рассмотреть и схемы, приведенные на рисунке 1.2, в и г. В этом случае формулы будут полностью идентичны, а постоянная времени будет равна $\tau = L/R$.

Кроме частотного подхода к исследованию цепей в электротехнике и электронике, широко используется временной подход, при котором исследуемая цепь характеризуется переходной характеристикой. *Переходной характеристикой* или *переходной функцией* называют отклик цепи, т.е. напряжение на выходе цепи, при подаче на вход исследуемой схемы единичного скачка напряжения.

Единичный скачок напряжения – это импульс бесконечно большой (или очень большой) длительности (рис. 1.8).

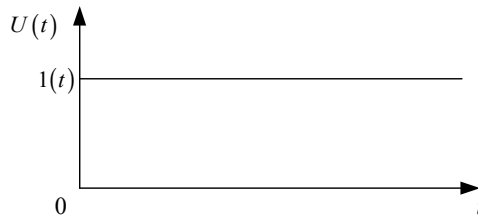


Рисунок 1.8 – Единичный скачок напряжения

Математически единичный скачок напряжения можно описать следующим выражением:

$$\begin{aligned} t < 0 &\rightarrow U(t) = 0; \\ t = 0 &\rightarrow U(t) = 1; \\ t > 0 &\rightarrow U(t) = 1. \end{aligned}$$

Частотные и переходные характеристики, безусловно, связаны между собой, поскольку характеризуют свойство одной и той же цепи. Частотная характеристика определяет следующую связь между входным и выходным сигналом:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_U(j\omega)U_{\text{вх}}(t).$$

В случае подачи на вход единичного скачка напряжения $U_{\text{вх}}(t) = 1(t)$, напряжение на выходе, а следовательно, и отклик цепи (переходная характеристика) будет определяться выражением

$$h(t) = U_{\text{вых}}(t) = K_U(j\omega)1(t). \quad (1.12)$$

Для определения переходной характеристики воспользуемся операторным методом (методом преобразования Лапласа). Для этого введем понятие «оператор Лапласа»: $p = j\omega$, при этом функция $f(p)$ называется изображением, а функция времени $h(t)$ – оригиналом. В нашем случае изображением является частотная характеристика (коэффициент передачи). Кроме того, необходимо перевести единичный скачок напряжения, который представляет собой функцию времени, в функцию оператора Лапласа. Для этого следует воспользоваться таблицей преобразования Лапласа, из которой следует, что $1(t) = \frac{1}{p}$. Тогда выражение (1.12) приобретет следующий вид:

$$h(t) = \frac{1}{p} K_U(p). \quad (1.13)$$

Теперь задача сводится только к нахождению оригинала от данной функции. Для этого необходимо привести выражение (1.13) к табличному виду. Используем для этой цели цепь, представленную на рисунке 1.2, а, и полученное для нее выражение для коэффициента передачи (1.2):

$$h(t) = \frac{1}{p} K_U(p) = \frac{1}{p} \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}} = \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}}. \quad (1.14)$$

Из таблицы преобразования Лапласа известно, что

$$\frac{1}{p + a} = e^{-at}.$$

Выражение (1.14) полностью совпадает с табличным, если $a = 1/\tau$. Следовательно, искомая переходная характеристика для цепи (рис. 1.2, а) будет равна

$$h(t) = e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (1.15)$$

а ее график представлен на рисунке 1.9.

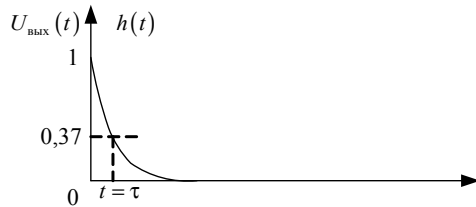


Рисунок 1.9 – Переходная характеристика фильтра верхних частот

Из графика (рис. 1.9) видно, что когда входной сигнал является постоянным, то переходная характеристика равна нулю, а максимального значения она достигает в момент времени $t = 0$, когда входной сигнал имеет максимальную скорость изменения. Из математики известно, что таким образом ведет себя производная, следовательно, переходная характеристика для данной цепи представляет собой производную от входного сигнала, другими словами, дифференциал от входного сигнала, поэтому данная схема называется дифференцирующей цепочкой.

Конец ознакомительного фрагмента.

Приобрести книгу можно

в интернет-магазине

«Электронный универс»

e-Univers.ru