

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2. Исследование импульсных трансформаторов

Цель работы: Изучение искажений импульсного сигнала при его передаче через трансформатор

1. Методические указания

Принцип действия и устройство импульсного трансформатора с сосредоточенными параметрами

Трансформаторы с сосредоточенными параметрами применяются при длительностях импульса от 1 до ≈ 1000 мкс. В простейшем случае трансформатор имеет конструкцию, изображенную на рис. 11. Он содержит сердечник из листового ферромагнитного материала. Для простоты будем полагать, что на всей своей длине сердечник имеет неизменную площадь S поперечного сечения.

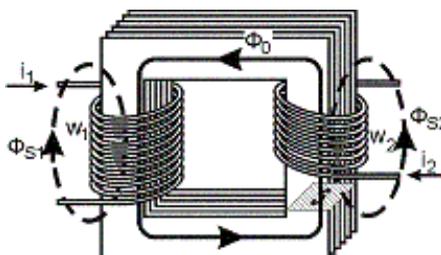


Рис. 11. Устройство импульсного трансформатора

Поверх сердечника в трансформаторе наматываются обмотки: первичная с числом витков w_1 и вторичная — w_2 . Обмотки выполняются изолированным проводником, тем самым предотвращается короткое замыкание как между витками, так и обмоток между собой и на сердечник.

При подаче на первичную обмотку напряжения $u_1(t)$ в ней возбуждается ток $i_1(t)$, который создает в сердечнике магнитный поток Φ_0 . Этот поток, называемый потоком намагничивания, пронизывает витки вторичной катушки и наводит в ней э.д.с. индукции. Если теперь ко вторичной обмотке подключить нагрузку, в ней, согласно закону Ома, под воздействием э.д.с. индукции потечет ток $i_2(t)$. В соответствии с законом электромагнитной индукции

этот ток будет направлен так, чтобы противодействовать причине, вызвавшей его, т.е. потоку Φ_0 . Размагничивающее действие тока вторичной обмотки приводит к снижению э.д.с. самоиндукции в первичной обмотке и возрастанию тока¹ $i_1(t)$.

Отношение э.д.с., наводимых в обмотках трансформатора потоком намагничивания, определяются отношением чисел витков первичной и вторичной обмоток, называемым коэффициентом трансформации.

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} \approx \frac{i_1(t)}{i_2(t)}. \quad (9)$$

В правильно сконструированном трансформаторе, у которого ток холостого хода пренебрежимо мал, приближенное равенство, имеющееся в соотношении (9), выполняется хорошо. Сопротивление нагрузки, как известно, равно $R_2 = \frac{u_2(t)}{i_2(t)}$, а из соотношения

(9) можно выразить так называемое «приведенное сопротивление нагрузки» в виде

$$R'_2 = \frac{u_1(t)}{i_1(t)} = \frac{R_2}{n^2}. \quad (10)$$

Приведенными называются параметры вторичной цепи, как они видятся со стороны зажимов первичной обмотки трансформатора. Иными словами, приведенным сопротивлением R'_2 нагрузки можно считать эквивалентное сопротивление нагрузки, когда мы мысленно удаляем трансформатор из цепи, но хотим сохранить неизменными электрические условия в остальной части цепи.

Эквивалентная схема трансформатора

Как можно видеть из рис. 11, при подаче напряжения $u_1(t)$ на первичную обмотку в сердечнике трансформатора возникает магнитный поток Φ_0 . В этом магнитном поле запасается некоторая энергия, которую следует учитывать в расчетах. Поэтому в эквивалентную схему цепи, содержащей трансформатор, следует включить «индуктивность намагничивания первичной обмотки» L_1 .

¹ В отсутствие нагрузки и тока $i_2(t)$ ток $i_1(t)$ весьма близок к нулю – это ток холостого хода трансформатора.

На практике по сердечнику трансформатора замыкается лишь часть магнитного потока, создаваемого током намагничивания (током холостого хода) первичной обмотки. Другая часть замыкается по воздуху в некоторой области, примыкающей к катушке w_1 . На рис. 11 эта часть потока обозначена как Φ_{S1} . Аналогично, магнитный поток, создаваемый током вторичной обмотки, лишь частично обслуживает энергообмен первичной и вторичной цепей. Вторая его часть, Φ_{S2} , замыкается по воздуху так, что не пронизывает витки первичной обмотки. Потоки Φ_{S1} и Φ_{S2} принято называть потоками рассеяния, в эквивалентной схеме эти потоки могут быть представлены индуктивностями рассеяния L_{S1} и L_{S2} или общей индуктивностью рассеяния трансформатора L_S .

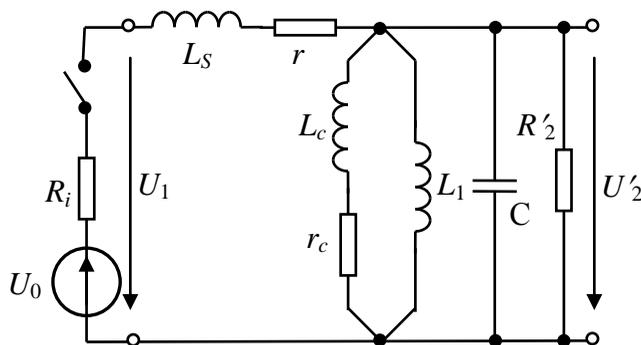


Рис. 12. Эквивалентная схема импульсного трансформатора в общем случае

На рис. 12 представлена эквивалентная схема трансформатора в наиболее общем виде. В ней учтены следующие элементы:

- индуктивность намагничивания L_1 ;
- индуктивность рассеяния² $L_S = L_{S1} + \frac{L_{S2}}{n^2}$;
- суммарное сопротивление потерь провода первичной и вторичной обмоток трансформатора $r = r_1 + \frac{r_2}{n^2}$;

² Обычно индуктивность рассеяния составляет 0,1-5% от L_1 , а коэффициент связи обмоток $k = \frac{L_1 - L_S}{L_1} = 0,95 - 0,999$

- приведенное сопротивление нагрузки R'_2 ;
- суммарная паразитная емкость первичной, вторичной обмоток трансформатора и нагрузки $C = C_1 + C_2 n^2 + C_H n^2$;
- сопротивление потерь энергии в ферромагнитном сердечнике трансформатора, обусловленное явлениями гистерезиса и вихревыми токами: $r_c = U^2 / P_{xx}$;
- параметры источника сигнала U_0, R_i .

На схеме рис. 12 ключ символизирует работу коммутатора источника импульсного сигнала.

Переходный процесс формирования импульсов

Переходный процесс в нелинейной разветвленной цепи рис. 12 носит сложный характер. По этой причине развитие основных процессов в трансформаторе рассмотрим поэтапно: в режимах формирования фронта, полочки и среза импульса. Кроме того, мы не будем учитывать активные потери в сердечнике и энергообмен с магнитным полем вихревых токов, т.е., элементы L_c, r_c из эквивалентной схемы рис.12 удалим.

Формирование фронта импульса.

Как правило, формирование фронта протекает быстро. Поэтому ток в индуктивности намагничивания не успевает сколь-нибудь заметно увеличиться. Это позволяет без нарушения корректности исследования удалить индуктивность намагничивания из эквивалентной схемы рис. 12.

С учетом сказанного эквивалентную схему для этапа формирования фронта импульса

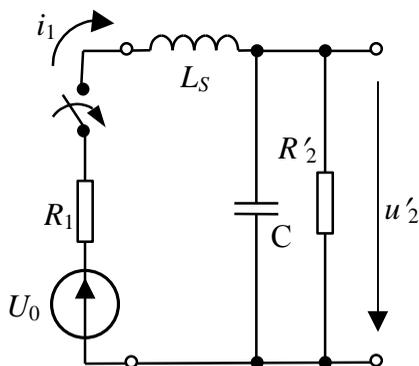


Рис. 13. Эквивалентная схема при формировании фронта импульса

можно представить в виде рис. 13. Здесь $R_1 = R_i + r$ – сопротивление двух последовательных элементов цепи рис. 12, оно бывает равно от 10 до 500 Ом; i_1 – мгновенный ток генератора, а u'_2 – напряжение нагрузки со стороны зажимов первичной обмотки.

Принужденный режим данной цепи легко получить, если рассмотреть случай нулевых реактивных элементов: $L_S = 0$, $C = 0$. Нетрудно видеть, что в этом случае при замыкании ключа на нагрузку мгновенно устанавливается напряжение

$$U'_{2н.м} = U_0 \frac{R'_2}{R_1 + R'_2}. \quad (11)$$

Чтобы определить переходный режим цепи, требуется на основе законов Кирхгофа составить систему из двух дифференциальных уравнений первого порядка (по числу реактивных элементов). Такая система может быть записана в виде

$$\begin{cases} R_1 i_1 + L_S \frac{di_1}{dt} + u'_2 = U_0; \\ i_1 = C \frac{du'_2}{dt} + \frac{u'_2}{R'_2}. \end{cases} \quad (12)$$

Здесь верхнее уравнение составлено на основе второго закона Кирхгофа для контура U_0 - R_1 - L_S -нагрузка, а второе – на основе первого закона для узла L_S - C - R'_2 . Исключая i_1 , получаем линейное уравнение второго порядка с постоянными коэффициентами

$$\frac{d^2 u'_2}{dt^2} + \left(\frac{R_1}{L_S} + \frac{1}{R'_2 C} \right) \cdot \frac{du'_2}{dt} + \frac{R_1 + R'_2}{R'_2} \cdot \frac{1}{L_S C} \cdot u'_2 = \frac{U_0}{L_S C}, \quad (13)$$

которое подлежит решению с начальными ($t = 0$) условиями $u'_2 = 0$, $\frac{du'_2}{dt} = 0$. При малых значениях коэффициента $\left(\frac{R_1}{L_S} + \frac{1}{R'_2 C} \right)$ такое решение имеет вид затухающих колебаний

$$u'_2 = U'_{2н.м} \left[1 - e^{-\alpha t} \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right) \right], \quad (14)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R_1}{L_S} + \frac{1}{R'_2 C} \right), \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_S C} \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right)}.$$

Если же $\alpha > \omega_0$, то переходный процесс формирования фронта импульса развивается аperiodическим образом (см. диаграмму рис. 14 для разных значений параметра $\delta = \frac{\alpha}{\omega_0}$).

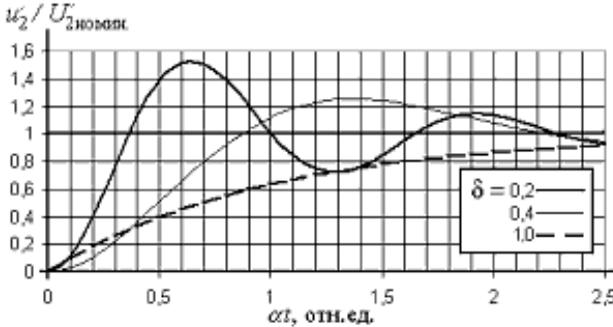


Рис. 14. Влияние параметра δ на формирование фронта импульса

При проектировании трансформатора по известным R_1 и R'_2 требуется так выбрать его конструкцию и конфигурацию внешней цепи, чтобы получившиеся значения паразитных параметров L_S и C обеспечили наилучшую форму импульса. В большинстве случаев выбирают $\delta = 0,7 \div 0,8$. В этом случае при выбросе на вершине импульса не более $5 \div 10\%$ длительность фронта равна

$$t_\phi \approx 3\sqrt{L_S C} \sqrt{\frac{R'_2}{R'_2 + R_1}}. \quad (15)$$

Как известно, мощность, выделяемая в нагрузке, максимальна в условиях согласования, когда $R_1 = R'_2$. В этом случае

$$t_\phi = \frac{3}{\sqrt{2}} \sqrt{L_S C} \approx 2\sqrt{L_S C}. \quad (16)$$

Формирование полочки импульса.

На вершине импульса токи i_1, i'_2 и напряжение u'_2 меняются мало, поэтому индуктивностью L_S и емкостью C можно пренебречь, и эквивалентная схема цепи принимает вид рис. 15. Ключ генератора входного импульса остается в замкнутом состоянии и на-

пряжение, приложенное к элементам L_1 , R'_2 , постоянно и равно U_0 . Переходное сопротивление индуктивности намагничивания трансформатора L_1 с течением времени снижается, поэтому под действием напряжения U_0 ток намагничивания увеличивается, а напряжение u'_2 – снижается.

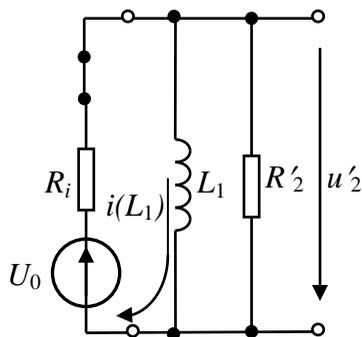


Рис. 15. Эквивалентная схема при формировании полочки

Эквивалентная схема рис. 15 содержит единственный реактивный элемент (L_1) и дифференциальное уравнение цепи имеет первый порядок. В этом случае относительный спад плоской вершины импульса можно найти по формуле

$$\Delta = \frac{\Delta u'_2}{u'_2} = \frac{\Delta u_2}{u_2} = \frac{t_u}{\tau}, \quad (17)$$

где t_u – длительность трансформируемого импульса, а τ – постоянная времени цепи, равная

$$\tau = \frac{L_1}{R_3}, \quad R_3 = R_1 \parallel R'_2 = \frac{R_1 R'_2}{R_1 + R'_2}.$$

Как правило, при проектировании трансформатора бывает известно максимальное допустимое значение спада плоской вершины импульса $\Delta_{\text{пред}}$. Очевидно, для реализации этого ограничения требуется увеличивать значение индуктивности намагничивания L_1 . Если принять критерий согласования $R_1 = R'_2 = \rho$, то выбирать индуктивность первичной обмотки L_1 следует из условия

$$L_1 \geq \frac{t_u \cdot \rho}{2\Delta_{\text{дон}}}. \quad (18)$$

Соответственно, индуктивность вторичной обмотки будет равна $L_2 = n^2 \cdot L_1$. Нужно подчеркнуть, что в неравенстве (18) невыгодно делать чрезмерно большой запас, поскольку при выбранном сердечнике трансформатора увеличение L_1 потребует большего числа витков w_1 . Обмотка при этом «распухает» и, как следствие, возрастают индуктивность рассеяния L_s и паразитная межвитковая емкость обмотки³ C_1 . Чаще всего выбирают $\frac{L_1}{R_s} = (10 - 30) \cdot t_u$.

Формирование среза импульса.

Процесс формирования среза импульса начинается, когда размыкается ключ источника входного сигнала ($t = t_u$). В этот момент ток намагничивания $i(L_1)$ (см. рис. 15) имеет максимальное

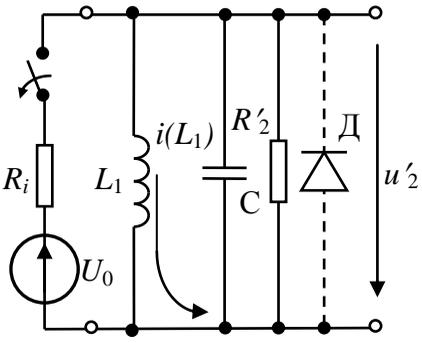


Рис. 16.
Эквивалентная схема цепи при формировании среза

значение и в сердечнике запасена определенная энергия магнитного поля.

Размыкание ключа приводит к мгновенному прекращению тока источника U_0 . Индуктивность намагничивания L_1 , подчиняясь закону электромагнитной индукции, «продавливает» ток $i(L_1)$ в старом направлении, т.е., сверху – вниз. Только теперь он замыкается не через источник сигнала, а через нагрузку (см. схему рис. 16). При этом полярность напряжения нагрузки u'_2 изменяется на противоположную. Емкость C цепи несколько сглаживает процесс

³ См. определение емкости C в тексте описания рис. 3.

формирования среза импульса, придавая ему характер затухающих колебаний – см. рис. 17.

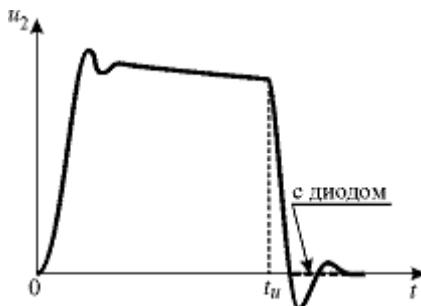


Рис. 17.
Форма импульса напряжения на нагрузке

Ввиду того, что при формировании среза импульса ключ генератора разомкнут, энергия, запасенная в сердечнике на этапе формирования полочки, целиком передается в нагрузку и может создать на ней недопустимо большой отрицательный выброс напряжения.

Для борьбы с этим явлением нагрузку импульсного трансформатора можно шунтировать встречным диодом Д, как это показано на рис. 16 штриховой линией. На первых этапах формирования импульса этот диод находится под обратным напряжением и не влияет на развитие процессов. При формировании среза, когда полярность напряжения нагрузки u_2 стремится измениться, диод «перехватывает» на себя весь ток и сохраняет напряжение близким к нулю⁴. Здесь нужно отдавать себе отчет в том, что в схеме с диодом почти вся энергия, запасенная в сердечнике, рассеивается внутри диода в виде тепла.

Форма и длительность заднего фронта импульса существенно зависят от режима коммутации входной цепи трансформатора. Анализ переходного процесса в трансформаторе, приведенный выше, был выполнен в предположении, что во входной цепи используется жесткий коммутатор (лампа или транзистор).

Однако, весьма часто источником сигнала в устройствах мощной импульсной техники являются генераторы прямоугольных импульсов, выходная цепь которых не разрывается с окончанием импульса. В этом случае формирование заднего фронта выходного

⁴ Конкретно, отрицательное напряжение нагрузки равно прямому падению напряжения прямосмещенного диода.

напряжения трансформатора определяется разрядом индуктивности L_1 через параллельно соединенные R_1 , R_2 и C .

Трансформаторы на линиях передачи

Все трансформаторы, рассмотренные нами выше, в качестве важнейшего элемента содержали ферромагнитный сердечник, который увеличивал коэффициент связи первичной и вторичной цепи. При сокращении длительности импульса вихревые токи, индуцируемые в листах сердечника, существенно снижают эксплуатационные параметры сердечника и трансформатора. В этих случаях оказывается более выгодным применение ферритов. Из-за высокого электрического сопротивления вихревые токи в них практически отсутствуют, поэтому ферриты оказываются конкурентоспособными, несмотря на то, что обладают меньшими значениями B_m и ΔB_m , чем электротехнические стали и сплавы.

К сожалению, потери энергии на перемагничивание свойственны также и ферритам, поэтому сохраняется интерес к такой трансформации сигналов, которая не требовала бы применения сердечников вообще.

Трансформаторы на неоднородных линиях.

Данные трансформаторы могут применяться в тех случаях, когда трансформации подлежат короткие импульсы, длительность t_u которых мала по сравнению с временем tl задержки распространения сигнала по линии. Для простоты рассмотрим трансформирующие свойства линий передачи на примере экспоненциальной линии, у которой погонные емкость и индуктивность зависят от продольной координаты, как

$$L = L_0 e^{kx}; \quad C = C_0 e^{-kx},$$

где k – положительная или отрицательная константа, а L_0 , C_0 – погонные индуктивность и емкость линии в сечении $x = 0$. В этом случае волновое сопротивление линии будет также зависеть от сечения x :

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot e^{kx} = \rho_0 \cdot e^{kx}, \quad (19)$$

а погонное время задержки, напротив, будет оставаться постоянным: $T = \sqrt{LC} = \sqrt{L_0 C_0} = T_0$.

Теоретические исследования распространения сигнала по экспоненциальной линии показывают, что полное напряжение в любом ее сечении в операторном виде равно

$$\begin{aligned} U_x(p) &= \vec{U}_x(p) + \bar{U}_x(p), \\ \vec{U}_x(p) &= \vec{U}_0(p)e^{(k/2-q)x}, \\ \bar{U}_x(p) &= \bar{U}_0(p)e^{(k/2+q)x}, \end{aligned} \quad (20)$$

причем $\vec{U}_0(p)$ и $\bar{U}_0(p)$ – произвольные постоянные, а q определяется выражением

$$q = \sqrt{p^2 T_0^2 + k^2 / 4}. \quad (21)$$

Токи в линии записываются аналогично, только в соотношениях (20) знак перед k изменяется на противоположный и вводятся постоянные $\vec{I}_0(p)$ и $\bar{I}_0(p)$.

Очевидно, на высоких частотах, когда $pT_0 \gg k/2$, вторым слагаемым в (21) можно пренебречь и $q \approx pT_0$. Тогда в соотношениях (20) параметр p будет присутствовать в показателях экспонент $e^{\mp pT_0 x}$. Переходя от операторных изображений к функциям времени, получаем, что отношение напряжений волн, распространяющихся слева направо, в сечениях x и 0 равно

$$n = \frac{\vec{U}_x}{\vec{U}_0} = e^{kx/2} = \sqrt{\frac{\rho_x}{\rho_0}}. \quad (22)$$

На низких частотах ($p \rightarrow 0$) коэффициент трансформации $n \rightarrow 1$. В этом нетрудно убедиться, если вспомнить, что сечения x и 0 имеют между собой гальваническую связь. Таким образом, мы приходим к заключению, что неоднородная линия трансформирует сигналы разных частот избирательно. Это означает, что одновременно с трансформацией сигнала такая линия вносит спад его плоской вершины. Можно показать, что относительный спад Δ плоской вершины импульса определяется соотношением

$$\Delta = \frac{k^2 x t_u}{8T_0}. \quad (23)$$

Рис. 18 иллюстрирует процесс распространения прямоугольного импульса по экспоненциальной линии.

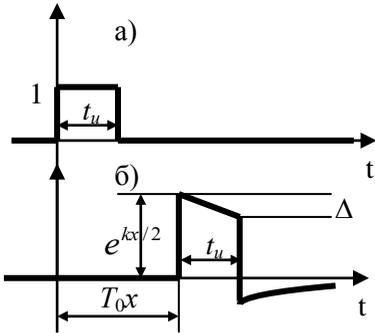


Рис. 18. Распространение импульса по экспоненциальной линии:
 а) вид сигнала в начале ($x = 0$),
 б) осциллограмма в сечении $x \neq 0$.

Из выражения (22) можно получить расчетную формулу для выбора длины l трансформатора на неоднородной линии передачи

$$\frac{T_0 l}{t_u} = \frac{50(\ln n)^2}{\Delta}, \quad (24)$$

где n – желаемый коэффициент трансформации, а Δ – допустимый спад плоской вершины в процентах.

Трансформатор на основе отрезков линий.

В простейшем случае (см. рис. 19) такой трансформатор представляет собой набор из $n > 1$ кабелей, включенных параллельно на входе и последовательно – на выходе. Входное сопротивление

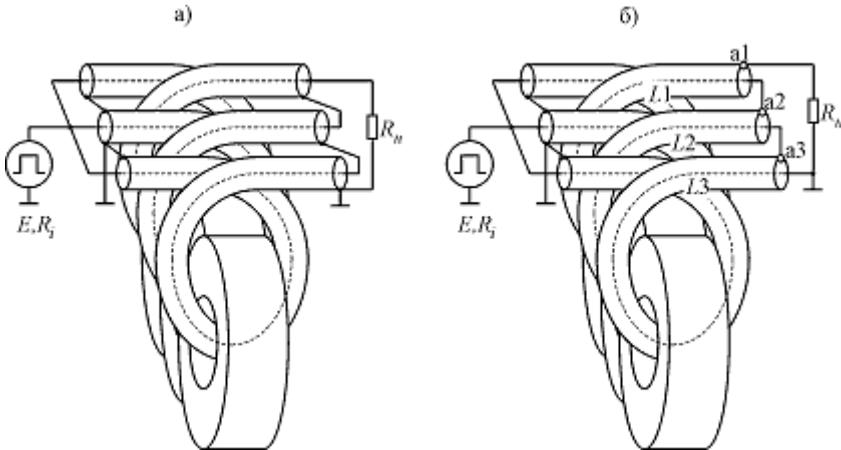


Рис. 19. Трансформаторы на отрезках кабеля:
 а) неинвертирующий; б) инвертирующий

тивление кабельного трансформатора равно $R_{ex} = \frac{\rho}{n}$, а выходное – $R_{вых} = \rho \cdot n$. Коэффициент трансформации по напряжению равен n , по току n^{-1} , а по сопротивлению – n^2 .

Если индуктивности оплеток кабелей не связаны общим магнитным потоком, как это показано на рис. 19, то постоянная времени, определяющая спад плоской вершины, будет равна $\tau_{np} = \frac{2L}{n \cdot \rho}$.

Здесь предполагается, что нагрузка согласована с трансформатором, т.е. $R_n = R_{вых} = \rho \cdot n$.

Алгоритм построения эквивалентной схемы кабельного трансформатора рассмотрим на примере рис. 20, где дана схема инвертирующего варианта трансформатора рис. 19,б.

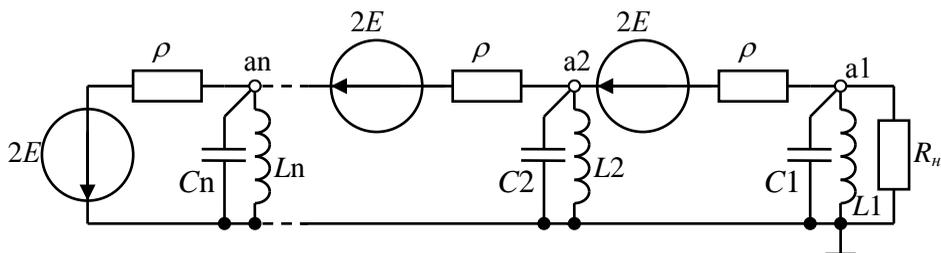


Рис. 20. Эквивалентная схема инвертирующего трансформатора из n секций кабеля

Построение начинаем «с конца», т.е. с нагрузки R_n . На схеме рис. 19 между узлом a1 и общей точкой расположена индуктивность оплетки $L1$ – воспроизводим ее на схеме рис. 20. Дополнительно учитываем межвитковую емкость $C1$ этой катушки. «Пересаживаем» наблюдателя из узла a1 в конец центральной жилы кабеля №1, т.е. в узел a2. Двухполюсник «a1-a2» есть не что иное, как выход линии №1, по которой в сторону наблюдателя распространяется импульс напряжения амплитудой E . Заменяем его эквивалентной цепочкой $2E, \rho$. Далее аналогичным образом строим схемы замещения кабелей № 2, № 3, .. № n . Не останавливаясь на подробном анализе схем типа рис. 20, отметим, что длительность фронта

импульса на нагрузке $t_{\phi} = 2,2\tau_{\text{экв}}$ определяется постоянной времени

$$\tau_{\text{экв}} = R_{\text{экв}} C_n = \frac{n\rho \cdot R_n}{n\rho + R_n} \cdot C_n, \quad (25)$$

где C_n – суммарная паразитная емкость нагрузки и приведенной к выходу эквивалентной емкости трансформатора.

2. Домашнее задание

2.1. Трансформаторы с сосредоточенными параметрами

2.1.1. Выберите длительность импульсов в пределах 10-100 мкс, значение сопротивления нагрузки R_2 в пределах 0,5-5 кОм, а коэффициент трансформации n – в диапазоне от 2 до 5. При выбранных значениях параметров рассчитайте сопротивление источника R_1 , при котором обеспечивается условие передачи максимальной мощности в нагрузку. Скорректируйте значения R_2 и n так, чтобы требуемое R_1 не превышало 100 Ом.

2.1.2. Рассчитайте значение индуктивности L_1 исходя из допустимого спада вершины импульса $\Delta = 10\%$.

2.1.3. Для выбранных значений параметров R_1 , R_2 рассчитайте искажения вершины импульса и постройте графики зависимостей амплитуды и спада плоской вершины, а также амплитуды и постоянной времени обратного выброса от коэффициента трансформации n и от длительности импульса, изменяя n и t_u в диапазоне (0,5-2,0) от номинала.

2.1.4. Для исследования зависимости длительностей фронтов выходного импульса от паразитных емкостей C , выберите значение емкости первичной обмотки C_1 так, чтобы в отсутствие C_2 $t_{\phi} / t_u = 0,05$. При этом L_1 должно иметь значение, определенное Вами в п. 2.1.2. Выполняя данное задание, в колебательном режиме приближенно примите длительность фронта, равной 0,4 от периода колебаний. В апериодическом режиме длительность фронта можно оценить так:

$$t_{\phi} \cong 2,2C \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_2'}, \text{ если } R_1 > 2\sqrt{\frac{L_S}{C}}, \quad (26)$$

$$t_{\phi} \cong 2,2 \frac{L_S}{R_2'}, \text{ если } R_2' < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_S}{C}}. \quad (27)$$

Значение индуктивности рассеяния L_S выберите в соответствии с рекомендациями п. 2.1.6.

2.1.5. Рассчитайте зависимость длительности переднего фронта от емкости C_2 , изменяя ее в диапазоне от 0 до $10 \cdot C_1/n^2$.

2.1.6. Для выполнения оценки влияния индуктивности рассеяния L_S на длительность фронта выходного импульса примите $C_1 = C_2 = 0$. Рассчитайте зависимость длительности фронта t_{ϕ} от L_S , изменяя ее в пределах $L_S = (0,001-0,03) \cdot L_1$. Постройте соответствующий график.

2.1.7. Выберите $L_S = 0,05 \cdot L_1$. Значения суммарной емкости C и сопротивление R_1 источника рассчитайте⁵ так, чтобы реализовался режим колебаний на вершине импульса с частотой $\omega \geq \frac{20..30}{t_u}$.

Для этого при $R_2' \gg R_1$ должно соблюдаться условие

$$R_1 < 2 \sqrt{\frac{L_S}{C}}.$$

2.1.8. Рассчитайте величину обратного выброса после заднего фронта в отсутствие паразитной емкости C , когда источник использует жесткий коммутатор. Определите частоту колебаний по окончании импульса в режиме $R_2' \gg \sqrt{\frac{L_1}{C}}$.

2.2. Трансформатор на отрезках линий.

Рассчитайте трансформатор на отрезках линий с коэффициентом трансформации $n = 2..5$. Сопротивление согласованной нагрузки такого трансформатора должно лежать в диапазоне 150-200 Ом, длительность импульса – 5-20 нс. Определите длину и волновое сопротивление кабельных отрезков. Оцените требуемую индуктивность оплеток, чтобы спад вершины импульса не превышал 10%.

⁵ В п.п. 2.1.7. и 2.1.8. Значения R_1 и R_2' выбирайте заново, игнорируя условие согласования с нагрузкой

2.3. Трансформатор на линии с переменным волновым сопротивлением.

Рассчитайте трансформатор на линии с волновым сопротивлением, изменяющемся по экспоненциальному закону. Примите значение волнового сопротивления в начале линии равным $\rho = 10$ Ом, а коэффициент трансформации $n = 1,5-2$. Длительность импульса возьмите равной 3-30 нс. Определите погонную задержку T линии и ее длину при воздушной и полиэтиленовой изоляции.

3. Рабочее задание

3.1. Снимите зависимость амплитуды и спада вершины импульса напряжения на нагрузке от коэффициента трансформации n , взяв за основу параметры, использованные в п. 2.1 Домашнего задания.⁶ Коэффициент трансформации n изменяйте в пределах (30-300)% от номинального значения. Ограничьтесь также значениями спада вершины до 30%. Зарисуйте характерные формы импульса при малых и больших значениях спада плоской вершины. Экспериментальные и расчетные кривые совместите на одном графике, сравните результаты.

3.2. Снимите зависимость спада вершины от значения индуктивности L_1 при прочих неизменных параметрах цепи. Как и ранее, ограничьтесь значениями спада до 30%. Зарисуйте две характерные осциллограммы напряжения на нагрузке, поместив их на одном графике с расчетными результатами.

3.3. Снимите зависимость амплитуды и спада вершины импульса напряжения на нагрузке от сопротивления R_2 при расчетных значениях остальных параметров цепи. R_2 изменяйте в пределах (20 – 300)% от номинального значения. Экспериментальные и расчетные кривые совместите на одном графике, сравните результаты.

3.4. Снимите зависимость амплитуды и спада вершины импульса напряжения на нагрузке, а также постоянной времени спада от сопротивления R_1 при расчетных значениях остальных параметров цепи. Экспериментальные и расчетные кривые совместите на одном графике, сравните результаты.

⁶ При выполнении п.п. 3.1 – 3.4 индуктивность рассеяния и емкость цепи примите равными нулю.

3.5. Снимите зависимость длительностей переднего фронта $t_{\phi 1}$ и заднего фронта $t_{\phi 2}$ импульса нагрузки от величины емкости нагрузки C_2 . Значения C_2 изменяйте в пределах $\frac{k \cdot C_1}{n^2}$, $0 \leq k \leq 10$.

Осциллограммы, соответствующие значениям $k = 2$ и $k = 10$, зарисуйте и сравните с результатами расчетов п. 2.1.5.

3.6. Приняв по аналогии с п. 2.1.6 $C_1 = C_2 = 0$, снимите зависимость $t_{\phi 1}$ от индуктивности рассеяния L_S . Диапазон изменения L_S примите равным $(0,1 - 3)\%$ от L_1 . Остальные параметры цепи примите, как в предварительном расчетном задании. Зарисуйте характерные осциллограммы импульса при крайних значениях индуктивности рассеяния, поместив их на одном графике с расчетными результатами.

3.7. Параметры цепи установите согласно п. 2.1.7 и снимите зависимость амплитуды и числа колебаний на вершине импульса от значения параметра $\frac{R_1}{\sqrt{\frac{L_S}{C}}}$, изменяя его в пределах от 3 до 0,1.

Осциллограмму, соответствующую значению 0,1, зарисуйте.

3.8. Выполните исследование зависимости заднего фронта импульса от соотношения параметров L_1 , R_2 и C при условии, что источник сигнала построен на жестком коммутаторе. Для этого зарисуйте и сравните форму импульса в следующих случаях:

a) $L_1 = 10 \frac{R_1 R'_2}{R_1 + R'_2} t_u$, $R_1 = R'_2$, $C = 0$;

b) L_1 та же, $R'_2 = 10R_1$;

c) L_1 та же, но значение C взять из условия $R'_2 \ll \sqrt{\frac{L_1}{C}}$;

d) $R'_2 = 30R_1$, а значение C взять из условия $R'_2 \gg \sqrt{\frac{L_1}{C}}$

при том же значении L_1 .

Обратите внимание на число колебаний заднего фронта.

3.9. Для трансформатора на отрезках линий передачи:

- a) снимите зависимость спада вершины импульса от коэффициента трансформации n при неизменной индуктивности L оплеток кабельных линий. Зарисуйте характерную осциллограмму;
- b) снимите зависимость длительности переднего фронта импульса от значения емкости нагрузки C_n , учитывая ограничение $t_{\phi} < t_u$. Зарисуйте характерную осциллограмму;
- c) Снимите зависимость спада вершины импульса и обратного выброса от величины индуктивности L в пределах значений спада от 0 до 30%.

4. Отчет о работе

Отчет о работе должен содержать:

- ✓ Все исследованные схемы;
- ✓ Все результаты Домашнего задания и все формулы, использованные при его выполнении;
- ✓ Все результаты измерений, включая осциллограммы и численные значения величин. Однотипные расчетные и экспериментальные осциллограммы должны быть представлены на общих рисунках;
- ✓ Заключение по работе, в котором анализируются результаты сравнения расчетов и эксперимента, а также даются объяснения имеющихся искажений формы импульса.