

Д. А. ФЕДОТОВ, В. С. ЧЕРНОУСОВА

**УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ
ПРИ ИЗУЧЕНИИ ДИСЦИПЛИНЫ
«ТЕОРИЯ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ»**

ЧАСТЬ 2

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

ОМСК 2022

Министерство транспорта Российской Федерации
Федеральное агентство железнодорожного транспорта
Омский государственный университет путей сообщения

Д. А. Федотов, В. С. Черноусова

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ
ПРИ ИЗУЧЕНИИ ДИСЦИПЛИНЫ
«ТЕОРИЯ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ»

Часть 2

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Утверждено методическим советом университета

Омск 2022

УДК 621.3.011.7 (076.5)

ББК 31.211.61я73

Ф34

Учебно-методическое пособие к выполнению лабораторных работ при изучении дисциплины «Теория линейных электрических цепей». Часть 2. Линейные цепи со специальными характеристиками / Д. А. Федотов, В. С. Черноусова; Омский гос. ун-т путей сообщения. Омск, 2022. 37 с.

Учебно-методическое пособие содержит описание четырех лабораторных работ по разделам «Электрические фильтры», «Однородные линии» и «Корректирующие устройства», в которых рассматриваются цепи с распределенными и сосредоточенными параметрами. Выполнение лабораторных работ предусмотрено с применением специализированного макета и компьютера. В каждой лабораторной работе указывается цель работы, приводятся сведения из теории, методика проведения измерений и расчетов, порядок выполнения работы, содержание отчета и контрольные вопросы.

Предназначено для студентов 2-го курса очной и 3-го курса заочной форм обучения.

Библиогр.: 4 назв. Табл. 5. Рис. 6.

Рецензенты: канд. техн. наук, доцент И. В. Никонов;
канд. техн. наук, доцент В. М. Филиппов.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	5
Лабораторная работа 5. Электрический фильтр	6
5.1. Краткие сведения из теории	6
5.2. Порядок выполнения работы	11
5.3. Измерение входного сопротивления электрического фильтра	12
5.4. Содержание отчета	15
5.5. Контрольные вопросы	15
Лабораторная работа 6. Определение волновых и первичных параметров однородной линии	16
6.1. Краткие сведения из теории	16
6.2. Порядок выполнения работы	21
6.3. Содержание отчета	21
6.4. Контрольные вопросы	21
Лабораторная работа 7. Затухание однородных линий и амплитудных выравнивателей	22
7.1. Краткие сведения из теории	22
7.2. Порядок выполнения работы	27
7.3. Содержание отчета	28
7.4. Контрольные вопросы	29
Лабораторная работа 8. Фазовые выравниватели	29
8.1. Краткие сведения из теории	29
8.2. Порядок выполнения работы	34
8.3. Содержание отчета	35
8.4. Контрольные вопросы	35
Библиографический список	35

ВВЕДЕНИЕ

Системы автоматики, телемеханики и связи, применяемые для организации движения поездов и передачи данных, создаются с использованием кабельных и воздушных линий, задачи отделения одних сигналов от других и сигналов от помех в этих линиях решаются с помощью различных фильтров. Фильтры – устройства микромодульного исполнения, в которых широко применяется вычислительная техника.

В учебно-методическом пособии представлен материал для изучения частотных характеристик простейших аналоговых фильтров, линий связи, а также элементов аппаратуры, предназначенных для коррекции вносимых ими искажений.

При выполнении лабораторных работ студенты пользуются виртуальной электронной лабораторией на персональном компьютере (программный продукт «Лабораторные работы по ТЛЭЦ»), обучающими и контролирующими программами, что предоставляет большие возможности для проведения индивидуальных занятий.

В процессе выполнения лабораторных работ обучающиеся овладевают навыками специальных измерений, используемых при эксплуатации линейно-кабельного хозяйства и рельсовых цепей железнодорожного транспорта. Кроме того, при работе на лабораторных стендах, изготовленных в учебно-методическом центре Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций, студенты приобретают практические навыки в сборке и исследовании реальных электрических схем.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР

Ц е л ь р а б о т ы: изучить схемы, частотные зависимости характеристических параметров электрического фильтра и методы их экспериментального определения.

5.1. Краткие сведения из теории

В устройствах телемеханики и связи часто возникает задача отделения одних сигналов от других или сигналов от помех. Если сигналы или сигналы и помехи различаются частотными полосами, то их разделение осуществляется частотными электрическими фильтрами.

Электрическим фильтром называется четырехполюсник, пропускающий токи определенной полосы частот с незначительным ослаблением (полоса пропускания), а токи всех других частот – с большим ослаблением (полоса непропускания).

Частота, лежащая на границе полос пропускания и непропускания, называется предельной частотой, или частотой среза (f_c).

В зависимости от пропускаемой полосы частот различают четыре типа фильтров:

- нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания – от $f = 0$ до $f = f_c$;
- верхних частот (ФВЧ), полоса пропускания – от $f = f_c$ до $f = \infty$;
- полосно-пропускающие (ППФ), полоса пропускания – от $f = f_{c1}$ до $f = f_{c2}$;
- полосно-заграждающие (режекторные, ПЗФ), полоса пропускания которых делится на две части: от $f = 0$ до $f = f_{c1}$ и от $f = f_{c2}$ до $f = \infty$.

Электрические фильтры бывают активными (цифровые, с операционными усилителями) и пассивными (безындукционные, идеальные, резонаторные, LC с потерями).

Широко распространены фильтры, представляющие собой четырехполюсники, составленные из реактивных двухполюсников по Т-, П-, Г-образным или мостовым схемам. Свойства электрических фильтров LC получаются наиболее выраженными, если рассматривать их схемы составленными условно только из реактивных элементов (индуктивностей и емкостей), не имеющих потерь. При этом допущении расчетные формулы получаются простыми.

Влияние потерь в элементах фильтра на его электрические характеристики учитывается в конце расчета с помощью специальных поправочных коэффициентов.

Качество фильтра определяется тремя основными показателями:

- крутизной кривой ослабления в полосе непропускания;
- постоянством характеристического сопротивления в полосе пропускания;
- линейностью фазовой характеристики в полосе пропускания.

Электрические фильтры, составленные по Т-, П-, Г-образным схемам, в последовательное и параллельное плечи которых включены обратные двухполюсники, называются фильтрами типа k (рис. 5.1). Наряду с преимуществами (непрерывное возрастание ослабления в полосе непропускания при удалении от предельных частот и простота схем и расчетов) фильтры типа k имеют следующие недостатки:

- малую крутизну нарастания ослабления в полосе непропускания;
- непрерывное изменение характеристического сопротивления в полосе пропускания.

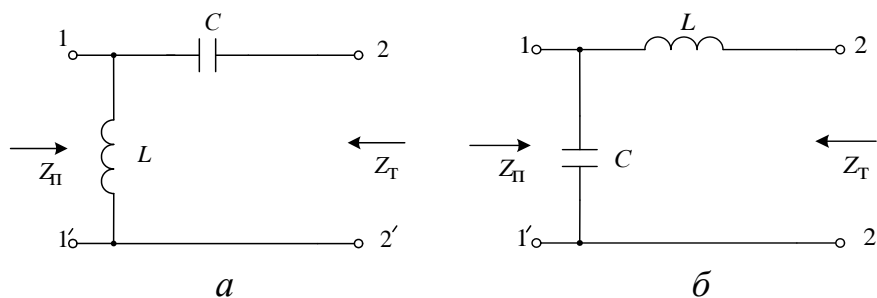


Рис. 5.1. Схемы фильтров типа k :
 a – верхних частот; $б$ – нижних

Для улучшения основных характеристик фильтра (характеристических ослабления и сопротивления) в схему фильтра типа k в одно из плеч включают еще один реактивный двухполюсник (рис. 5.2). Новые фильтры называются производными, или фильтрами типа m . Фильтры типа k по отношению к производным являются прототипами.

Если дополнительный двухполюсник включен последовательно с двухполюсником параллельного плеча, то схема называется последовательно-производной (рис. 5.2, a , $б$); если дополнительный двухполюсник включен параллельно с двухполюсником последовательного плеча, то схема называется параллельно-производной (рис. 5.2, $в$, $г$).

Включение дополнительного двухполюсника в параллельное (или последовательное) плечо дает резонанс напряжений (или токов) на частоте, достаточно близкой к частоте среза.

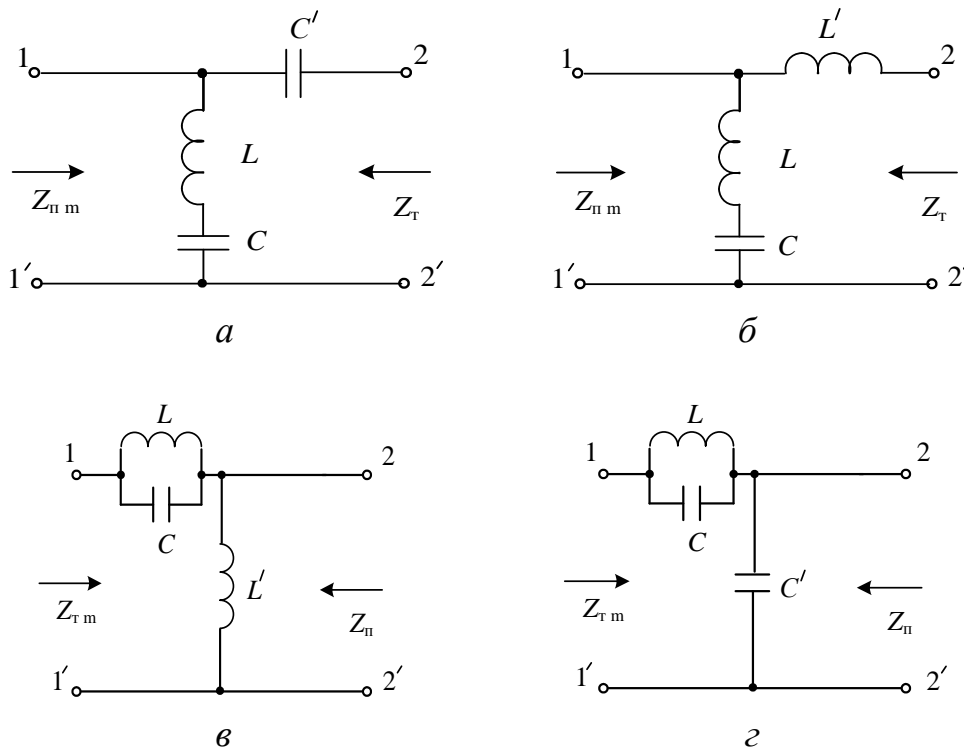


Рис. 5.2. Схемы фильтров:
а, в – верхних частот; б, г – нижних

При резонансе сопротивление измененного плеча последовательно-производного фильтра становится равным нулю (резонанс напряжений), а параллельно-производного – бесконечности (резонанс токов), поэтому ослабление стремится к бесконечности. Частоту, на которой наблюдается резонанс напряжений или токов в измененном плече, называют частотой бесконечного ослабления f_∞ . Однако в полосе непропускания при $f < f_\infty$ для ФВЧ и при $f > f_\infty$ для ФНЧ ослабление фильтров типа m снижается и становится меньшим, чем у фильтров типа k . Для обеспечения заданного ослабления в полосе непропускания применяют комбинированные фильтры [1, 2].

Качественным является фильтр, имеющий в полосе пропускания активное характеристическое сопротивление, не зависящее от частоты, и линейную фазовую постоянную.

Если известны схема фильтра и числовые значения его элементов, то значения частоты среза f_c , частоты бесконечного ослабления f_∞ , коэффициента m

(определяющего вид частотных характеристик) и номинального характеристического сопротивления R рассчитываются по формулам:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_3}}; \quad (5.1)$$

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (5.2)$$

где согласно схемам, приведенным на рис. 5.1 и 5.2:

для ФНЧ –

$$L_3 = L + L'; \quad (5.3)$$

$$C_3 = C + C'; \quad (5.4)$$

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_\infty}\right)^2}; \quad (5.5)$$

для ФВЧ –

$$L_3 = \frac{LL'}{L + L'}; \quad (5.6)$$

$$C_3 = \frac{CC'}{C + C'}; \quad (5.7)$$

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_\infty}{f_c}\right)^2}; \quad (5.8)$$

В формулах (5.2) – (5.7) L, L', C, C' – числовые значения элементов схем, приведенных на рис. 5.1 и 5.2.

Сопротивление R называется номинальным характеристическим и выбирается из условия минимального рассогласования фильтра с нагрузкой в полосе пропускания. Для схем фильтров, приведенных на рис. 5.1,

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (5.9)$$

для остальных схем (см. рис. 5.2)

$$R = \sqrt{\frac{L'}{C}} = \sqrt{\frac{L}{C'}}. \quad (5.10)$$

Характеристические параметры $Z_{T\text{ м}}, Z_{П\text{ м}}, Z_T, Z_P, a_c, b_c$ идеального фильтра (без потерь) рассчитываются по формулам, приведенным в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Основные расчетные соотношения фильтров типа m

Тип филт- ра	Полоса частот, Гц	Фазовая посто- янная передачи b_c , град	Ослабление a_c , дБ	Сопротивление, Ом	
				$Z_{Tm}(Z_T)$	$Z_{\Pi m}(Z_{\Pi})$
НЧ	$0 < f < f_c$	$\arcsin \frac{m\Omega}{\sqrt{1-(1-m^2)\Omega^2}}$	$a = 0$		
	$f_c < f < f_\infty$	90	$8,7 \text{Arch} \frac{m\Omega}{\sqrt{1-(1-m^2)\Omega^2}}$	$\frac{R\sqrt{1-\Omega^2}}{1-(1-m^2)\Omega^2}$	$\frac{R[1-(1-m^2)\Omega^2]}{\sqrt{1-\Omega^2}}$
	$f_\infty < f < \infty$	0	$8,7 \text{Arsh} \frac{m\Omega}{\sqrt{1-(1-m^2)\Omega^2}}$		
ВЧ	$0 < f < f_\infty$	0	$8,7 \text{Arsh} \frac{m}{\sqrt{\Omega^2-(1-m^2)}}$	$R\sqrt{1-\frac{1}{\Omega^2}}$	$R\left[\frac{1-m^2}{\Omega^2}-1\right]$
	$f_\infty \leq f \leq f_c$	-90	$8,7 \text{Arch} \frac{m}{\sqrt{\Omega^2-(1-m^2)}}$	$(1-m^2)\frac{1}{\Omega^2}-1$	$\sqrt{1-\frac{1}{\Omega^2}}$
	$f_c < f < \infty$	$\arcsin \frac{-\frac{m}{\Omega}}{\sqrt{1-\frac{1-m^2}{\Omega^2}}}$	$a = 0$	$\frac{R\sqrt{1-\frac{1}{\Omega^2}}}{1-\frac{1-m^2}{\Omega^2}}$	$\frac{R\left(1-\frac{1-m^2}{\Omega^2}\right)}{\sqrt{1-\frac{1}{\Omega^2}}}$

Примечание. $\Omega = \frac{f}{f_c} = \frac{\omega}{\omega_c}$ – нормированная частота; при расчете сопро-

тивлений Z_T и Z_{Π} (см. рис. 5.1, 5.2) следует принять $m = 1$.

Характеристические параметры электрического фильтра, как и любого другого пассивного четырехполосника, можно определить экспериментально, измерив его входные сопротивления в режимах холостого хода Z_{BX}^∞ и короткого замыкания Z_{BX}^0 .

На основании уравнений передачи [1 – 3] для несимметричного четырехполосника можно записать:

$$\begin{cases} Z_{\text{BX}}^0 = Z_{c1} \text{th}(a_c + jb_c); \\ Z_{\text{BX}}^\infty = Z_{c1} \text{cth}(a_c + jb_c); \end{cases} \quad (5.11)$$

$$\begin{cases} Z_{\text{BX}}'^0 = Z_{c2} \text{th}(a_c + jb_c); \\ Z_{\text{BX}}'^\infty = Z_{c2} \text{cth}(a_c + jb_c), \end{cases} \quad (5.12)$$

где $Z_{\text{BX}}^0, Z_{\text{BX}}^\infty$ – входные сопротивления короткого замыкания и холостого хода при прямом включении (со стороны зажимов 1 – 1');

$Z_{\text{BX}}'^0, Z_{\text{BX}}'^\infty$ – входные сопротивления короткого замыкания и холостого хода при обратном включении (со стороны зажимов 2 – 2');

$Z_{\text{c1}}, Z_{\text{c2}}$ – характеристические сопротивления фильтра;

a_c, b_c – собственные (характеристические) ослабление и фазовая постоянная.

Решив системы уравнений (5.11) и (5.12), получаем расчетные формулы:

$$Z_{\text{c1}} = \sqrt{Z_{\text{BX}}^0 Z_{\text{BX}}^\infty}; \quad (5.13) \quad Z_{\text{c2}} = \sqrt{Z_{\text{BX}}'^0 Z_{\text{BX}}'^\infty}; \quad (5.14)$$

$$b_c = \frac{\varphi}{2}, \quad (5.15)$$

где φ – угол комплексного числа \dot{Q} ,

$$\dot{Q} = Qe^{j\varphi} = \frac{1 + (N + jT)}{1 - (N + jT)}; \quad (5.16)$$

$$N + jT = \text{th}(a_c + jb_c) = \sqrt{\frac{Z_{\text{BX}}^0}{Z_{\text{BX}}^\infty}} = \sqrt{\frac{Z_{\text{BX}}'^0}{Z_{\text{BX}}'^\infty}}; \quad (5.17)$$

$$a_c = 10 \lg Q. \quad (5.18)$$

Так как гиперболический тангенс комплексного аргумента $\text{th}(a_c + jb_c)$ является многозначной функцией, полный угол φ может быть больше 360° . Значение полного угла следует определять, учитывая количество звеньев, т. е. сравнивая его с теоретической характеристикой.

5.2. Порядок выполнения работы

1) Ознакомиться с основными параметрами, характеризующими качество фильтра.

2) Вычислить значения частоты среза f_c , частоты бесконечного ослабления f_∞ , коэффициента m , номинального характеристического сопротивления R фильтра (схему и числовые значения ее элементов указывает преподаватель).

3) Построить четыре схемы входных сопротивлений фильтра (в режимах короткого замыкания и холостого хода на его выходных зажимах в прямом и обратном направлениях), проанализировать их и, рассчитав резонансные частоты полученных реактивных двухполюсников, построить (ориентировочно) графики их частотных зависимостей. При этом необходимо установить соответствие частот f_c , f_∞ фильтра и резонансных частот реактивных двухполюсников.

4) Измерить мостом переменного тока входное сопротивление фильтра в режимах холостого хода и короткого замыкания в прямом и обратном направлениях. Измерения выполнить для девяти значений частоты, расположенных в полосе пропускания и в полосе непропускания (значения частоты выбрать самостоятельно).

5) Обработать результаты измерений и получить экспериментальные частотные зависимости характеристических параметров электрического фильтра.

6) Рассчитать по табл. 5.1 для девяти значений частот теоретические зависимости характеристических параметров фильтра.

7) Сопоставить графики, полученные экспериментальным путем и теоретическими расчетами, построив соответствующие экспериментальные и теоретические кривые на одном графике.

8) Ответить на контрольные вопросы.

5.3. Измерение входного сопротивления электрического фильтра

Необходимо выполнить моделирование процесса измерения в следующем порядке.

1) Открыть программу «Лабораторная работа по ТЛЭЦ».

2) Выбрать из списка лабораторную работу 1.

3) Выбрать из списка предложенных схем ту, что соответствует заданию преподавателя.

4) Реализовать заданную преподавателем схему (клавишами «Р», «V», «Y»).

5) Установить выбранную частоту на генераторе (клавишами «О», «Р»).

6) Выбрать один из режимов измерения (ХХПР, КЗПР, ХХОБР, КЗОБР).

7) Подготовить мост к измерению сопротивления соответствующего характера, выбрав положение клавиши «Х» в соответствии с ориентировочно построенными графиками входных сопротивлений в режимах холостого хода и короткого замыкания.

8) Сбалансировать мост переменного тока с помощью магазинов емкостей и сопротивлений, изменяя поочередно их значения так, чтобы сигнал индикатора стал минимальным (порядка 0,0001 мВ). Выполняя измерения, следует иметь в виду, что если положение клавиши «X» не соответствует характеру измеряемого сопротивления, то мост уравновесить не удастся. В подобных случаях необходимо изменить характер сопротивления и проверить правильность расчетов, выполненных по заданиям подразд. 5.2.

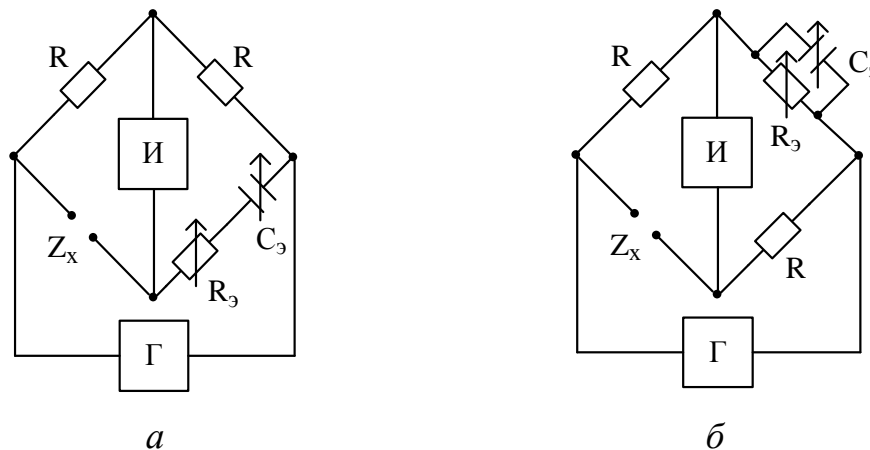


Рис. 5.3. Схемы мостов переменного тока:
a – при емкостном характере измеряемого сопротивления;
б – при индуктивном

9) Отсчитать после уравнивания моста по магазинам сопротивлений и емкостей значения сопротивления R_3 , Ом, и емкости C_3 , мкФ.

10) Определить входное сопротивление двухполюсника по формуле:
 если измеряемое сопротивление имеет емкостный характер –

$$Z_{\text{вх}} = R - jX = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}; \quad (5.19)$$

если входное сопротивление фильтра имеет индуктивный характер –

$$Z_{\text{вх}} = R + jX = \frac{10^5}{R_3} + j10^5 \omega C_3. \quad (5.20)$$

Значения сопротивления R_3 и емкости C_3 подставляются в формулы (5.19), (5.20) в омах и фарадах.

11) Не изменяя частоту генератора, задать другой режим работы фильтра и повторить измерения; затем изменить направление передачи и повторить измерения на этой же частоте еще раз.

12) Аналогично выполнить измерения для всех значений частоты, выбранных в подразд. 5.2, п. 4. Результаты измерений и их обработки оформить в виде табл. 5.2 и 5.3.

Таблица 5.2

Результаты исследования фильтра методом холостого хода и короткого замыкания при прямом направлении передачи

Частота f , Гц	Холостой ход				Короткое замыкание			
	характер Z_{BX}^{∞}	$R_{\text{э}}$, Ом	$C_{\text{э}}$, мкФ	Z_{BX}^{∞} , Ом	характер Z_{BX}^0	$R_{\text{э}}$, Ом	$C_{\text{э}}$, мкФ	Z_{BX}^0 , Ом

Таблица 5.3

Результаты исследования фильтра методом холостого хода и короткого замыкания при обратном направлении передачи

Частота f , Гц	Холостой ход				Короткое замыкание			
	характер Z'_{BX}^{∞}	$R_{\text{э}}$, Ом	$C_{\text{э}}$, мкФ	Z'_{BX}^{∞} , Ом	характер Z'_{BX}^0	$R_{\text{э}}$, Ом	$C_{\text{э}}$, мкФ	Z'_{BX}^0 , Ом

13) Рассчитать по табл. 5.1 для тех же девяти значений частот теоретические зависимости характеристических параметров фильтра.

14) Сопоставить результаты экспериментального исследования и теоретического расчета, оформив их в виде табл. 5.4 и графиков; сделать выводы по результатам работы.

Таблица 5.4

Результаты исследования экспериментальных и теоретических характеристик фильтра

Частота f , Гц	Результат измерения						Результат теоретического расчета					
	$\sqrt{\frac{Z_{\text{BX}}^0}{Z_{\text{BX}}^{\infty}}}$	Q	$b_{\text{э}}$, град	$a_{\text{э}}$, дБ	$Z_{\text{с1}}$, Ом	$Z_{\text{с2}}$, Ом	Ω	$\sin \frac{b}{2}$	$Z_{\text{тм(пм)}}$, Ом	$Z_{\text{п(т)}}$, Ом	$b_{\text{т}}$, град	$a_{\text{т}}$, дБ

5.4. Содержание отчета

- 1) Схемы исследуемого фильтра и измерений.
- 2) Основные расчетные формулы и заполненные таблицы с результатами измерений и вычислений, подтвержденными контрольным примером.
- 3) Схемы реактивных двухполюсников, образующихся при коротком замыкании и холостом ходе на выходе фильтра, и частотные зависимости их сопротивлений. Теоретическая и экспериментальная зависимости должны быть построены на одном графике, при этом из экспериментальных данных следует использовать только реактивную составляющую.
- 4) Зависимости (теоретические и экспериментальные) характеристического сопротивления, фазовой постоянной и ослабления от частоты.
- 5) Ответы на контрольные вопросы.
- 6) Подписанный преподавателем черновик с результатами измерений.

5.5. Контрольные вопросы

- 1) Как определить полосу пропускания (непропускания) фильтра по его частотным характеристикам – фазовой постоянной, характеристическому сопротивлению и затуханию?
- 2) Чем следует руководствоваться при выборе нагрузки электрического фильтра?
- 3) По какому принципу соединяются звенья (полузвенья) фильтра?
- 4) Различаются ли фазовые характеристики двух фильтров НЧ (ВЧ), рассчитанных на одну и ту же частоту среза и выполненных по Т- и П-образным схемам с одинаковым коэффициентом m ?
- 5) Как потери в элементах фильтра влияют на его характеристическое сопротивление, ослабление и фазовую постоянную?
- 6) Каковы преимущества и недостатки фильтров типа m ?
- 7) В каких пределах изменяется коэффициент m ?
- 8) Почему в полосе непропускания ослабление фильтра типа m сначала быстро увеличивается, а затем (с удалением от частоты среза) начинает уменьшаться?

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВОЛНОВЫХ И ПЕРВИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОДНОРОДНОЙ ЛИНИИ

Ц е л ь р а б о т ы: изучить методы определения и частотную зависимость волновых и первичных параметров однородных линий.

Приборы, используемые в работе: генератор звуковых частот, набор искусственных линий, магазин сопротивлений, индикатор (милливольтметр).

6.1. Краткие сведения из теории

Передача энергии электрических сигналов к нагрузке, расположенной на некотором расстоянии от источника, в настоящее время осуществляется в основном по двухпроводным цепям.

Многие применяемые в технике электрические цепи (например, воздушные и кабельные линии связи и линии электропередачи, радиоантенны и питающие их фидеры, рельсовые цепи) характеризуются тем, что при распространении по ним электрической энергии на активном и индуктивном сопротивлениях проводов снижается напряжение, а через емкость и проводимость изоляции между проводами происходит утечка (ответвление) тока. В таких цепях напряжение и ток изменяются от точки к точке.

Так как активное сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость изоляции распределены равномерно вдоль линии, ее принято называть цепью с распределенными параметрами. Элементарный участок такой цепи с достаточной точностью можно представить в виде эквивалентного симметричного Т-, П- или Т-образного мостового четырехполюсника (рис. 6.1, а, б, в).

Активное сопротивление, индуктивность, емкость, проводимость изоляции (величина, обратная сопротивлению изоляции) одного километра линии принято называть ее первичными параметрами. Первичными их называют потому, что эти параметры влияют на передачу энергии по линии и на все остальные характеристики цепи.

Первичные параметры полностью определяются физическими свойствами цепи, они зависят от материала и конструктивных размеров линии, а также от частоты передаваемых сигналов и имеют следующие обозначения:

R – активное сопротивление проводов, Ом/км;

L – индуктивность проводов цепи, Гн/км;

C – емкость между проводами, Ф/км;

G – проводимость изоляции между проводами цепи, См/км.

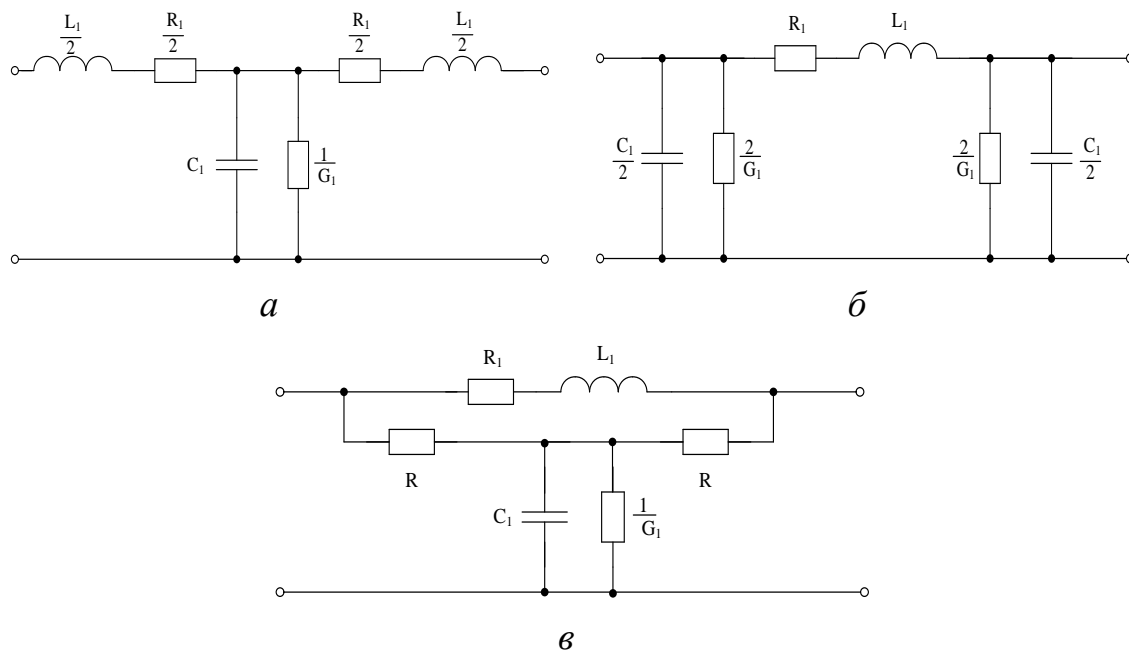


Рис. 6.1. Схемы замещения однородной линии:
a – Т-образная схема; *б* – П-образная; *в* – Т-образная мостовая;
 $R_1 = R\Delta X$; $L_1 = L\Delta X$; $C_1 = C\Delta X$; $G_1 = G\Delta X$

Если материал и диаметр проводов цепи, а также расстояние между проводами и тип изоляции на всем протяжении цепи не изменяются, то первичные параметры цепи остаются постоянными для данной частоты и такая цепь называется однородной.

Для электрических линий с распределенными параметрами наиболее характерным является волновой процесс распространения электромагнитной энергии вдоль цепи. Волновые свойства цепи характеризуются ее вторичными, или волновыми, параметрами, к которым относятся волновое сопротивление $Z_{\text{в}}$ и коэффициент распространения γ .

Волновым называется сопротивление, которое встречает падающая или отраженная электромагнитная волна при своем движении по цепи. Его значение необходимо знать для расчета входных и характеристических сопротивлений приборов, включаемых в линию. Например, чтобы не было отраженных

волн и приемник получил наибольшую мощность, входное сопротивление приемника должно быть равным волновому сопротивлению цепи как по модулю, так и по углу.

Коэффициент распространения волны γ является комплексной величиной, ее действительная часть называется коэффициентом затухания α , который показывает, как убывают векторы напряжения, тока или мощности вдоль линии вследствие потерь энергии в проводах и изоляции цепи, а мнимая часть представляет собой сдвиг фаз между соответствующими векторами в начале и конце участка линии длиной 1 км и называется коэффициентом фазы β .

Между первичными и волновыми параметрами однородной линии существует следующая связь:

$$Z_{\text{в}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}; \quad (6.1)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (6.2)$$

Выражения (6.1) и (6.2) показывают, что величины $Z_{\text{в}}$, α и β в общем случае зависят от частоты. Волновые и первичные параметры однородной линии наиболее удобно определять по входным сопротивлениям холостого хода и короткого замыкания. Значения входных сопротивлений холостого хода $Z_{\text{вх}}^{\infty}$ и короткого замыкания $Z_{\text{вх}}^0$ обычно находят экспериментально. Однородная линия, к концу которой подключено сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$, имеет входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{в}} \frac{Z_{\text{н}} \operatorname{ch} \gamma l + Z_{\text{в}} \operatorname{sh} \gamma l}{Z_{\text{н}} \operatorname{sh} \gamma l + Z_{\text{в}} \operatorname{ch} \gamma l}, \quad (6.3)$$

где l — длина однородной линии.

Так как при холостом ходе ($Z_{\text{н}} = \infty$) выражение (6.3) принимает вид

$$Z_{\text{вх}}^{\infty} = Z_{\text{в}} \operatorname{cth} \gamma l, \quad (6.4)$$

а при коротком замыкании ($Z_{\text{н}} = 0$) —

$$Z_{\text{вх}}^0 = Z_{\text{в}} \operatorname{th} \gamma l, \quad (6.5)$$

то волновое сопротивление исследуемой линии

$$Z_B = \sqrt{Z_{BX}^0 Z_{BX}^\infty}. \quad (6.6)$$

Второй волновой параметр γ представляет собой комплексное число, которое можно определить, выполнив следующие математические операции:

$$\operatorname{th} \gamma l = \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{\operatorname{ch} \gamma l} = \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}} = \frac{e^{2\gamma l} - 1}{e^{2\gamma l} + 1}. \quad (6.7)$$

Кроме того, из соотношений (6.4) и (6.5) можно получить формулу:

$$\operatorname{th} \gamma l = \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}. \quad (6.8)$$

Приравняв правые части выражений (6.7) и (6.8) друг к другу, получим уравнение:

$$\sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}} = \frac{e^{2\gamma l} - 1}{e^{2\gamma l} + 1}. \quad (6.9)$$

Решая уравнение (6.9) относительно γ , определяем коэффициент распространения. Так как гиперболический тангенс комплексного аргумента $\operatorname{th} \gamma l = \operatorname{th}(a l + j \beta l)$, где $a l$ – волновое ослабление, а βl – волновой сдвиг фазы, является многозначной функцией, полный угол βl может быть больше 360° . Значение полного угла следует определять, сопоставляя длину линии с длиной волны. Если длина линии такова, что выполняется условие $l < \lambda / 2$, где λ – длина волны, то из выражения (6.9) можно получить формулу:

$$\gamma = \frac{1}{2l} \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}} = \frac{1}{2l} \ln(N e^{j\varphi}), \quad (6.10)$$

где

$$N = \left| \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}} \right|; \quad (6.11)$$

$$\varphi = \arg \left(\frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{BX}^0}{Z_{BX}^\infty}}} \right). \quad (6.12)$$

Пользуясь формулами (6.10) – (6.12), получаем:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{2l} \ln N + j \frac{\varphi}{2l \cdot 57,3}, \quad (6.13)$$

где α – коэффициент затухания, Нп/км;

β – коэффициент фазы, рад/км.

Первичные параметры линии вычисляются после определения ее волновых параметров. Если записать выражения коэффициента распространения и волнового сопротивления через первичные параметры, то легко можно получить следующие соотношения:

$$\gamma Z_B = R + j\omega L; \quad (6.14)$$

$$\frac{\gamma}{Z_B} = G + j\omega C. \quad (6.15)$$

Следовательно, активное сопротивление однородной линии есть вещественная часть выражения (6.14):

$$R = \operatorname{Re}(\gamma Z_B), \quad (6.16)$$

а индуктивность определяется из мнимой части соотношения (6.14):

$$L = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}(\gamma Z_B). \quad (6.17)$$

Аналогично из выражения (6.15) получаем:

$$G = \operatorname{Re}\left(\frac{\gamma}{Z_B}\right); \quad (6.18)$$

$$C = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left(\frac{\gamma}{Z_B} \right). \quad (6.19)$$

6.2. Порядок выполнения работы

- 1) Измерить мостом переменного тока входное сопротивление однородной линии на пяти – семи различных частотах в двух режимах – холостого хода и короткого замыкания.
- 2) Рассчитать волновые и первичные параметры однородной линии по результатам измерения.
- 3) Ответить на контрольные вопросы.

6.3. Содержание отчета

- 1) Схемы измерений и основные расчетные формулы.
- 2) Результаты измерений и вычислений (контрольный пример и таблицы).
- 3) Графики частотных зависимостей волновых и первичных параметров однородной линии.
- 4) Подписанный преподавателем черновик с результатами измерений.
- 5) Ответы на контрольные вопросы.

6.4. Контрольные вопросы

- 1) Как изменяется входное сопротивление линии в зависимости от сопротивления нагрузки?
- 2) Как длина однородной линии влияет на ее входное сопротивление, если сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии?
- 3) Каков физический смысл коэффициентов α и β ?
- 4) Что такое волновое сопротивление однородной линии?
- 5) От каких факторов зависят первичные параметры однородной линии?
- 6) Бывает ли входное сопротивление однородной линии равным ее волновому сопротивлению? При каких условиях?

ЗАТУХАНИЕ ОДНОРОДНЫХ ЛИНИЙ И АМПЛИТУДНЫХ ВЫРАВНИВАТЕЛЕЙ

Ц е л ь р а б о т ы: изучить частотную зависимость волнового затухания однородной линии, ее влияние на передачу сигналов, а также способы и устройства коррекции амплитудных искажений.

7.1. Краткие сведения из теории

При передаче разговора, музыки и различной информации по электрическим цепям распространяются несинусоидальные токи, являющиеся сложными функциями времени. Периодические напряжение и ток удобно представлять рядами Фурье в виде суммы гармонических составляющих. Совокупность комплексных амплитуд гармонических колебаний кратных частот, воспроизводящих исходное напряжение (ток), образует его дискретный спектр.

Непериодические (конечные во времени) напряжение и ток представляются в виде суммы бесконечно большого числа бесконечно малых слагаемых интегралом Фурье. Спектр непериодического сигнала (напряжения или тока) является непрерывным и полностью определяется его временной зависимостью:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (7.1)$$

Таким образом, при передаче электрических сигналов по цепи связи распространяется большое количество гармонических составляющих с разными частотами, амплитудами и начальными фазами. Составляющие сигнала имеют разные частоты, претерпевают при передаче по линии различные изменения амплитуд и фазовые сдвиги, а в случае несогласованной нагрузки – отражения. Вследствие этого соотношения между амплитудами и фазами составляющих сигнала в конце цепи не такие, как в ее начале, поэтому при суммировании составляющих в конце цепи сигнал (напряжение или ток) отличается по форме от исходного.

Отличие формы временной зависимости сигнала на выходе цепи от формы временной зависимости на ее входе есть искажения сигнала при передаче. В однородных линиях возникают искажения отражения (от попутного потока), амплитудно-частотные (амплитудные) и фазочастотные (фазовые).

Амплитудно-частотные искажения возникают вследствие неодинакового изменения токов различных частот: более высокие частоты передаются по линиям с большим ослаблением, т. е. амплитуды колебаний более высоких частот уменьшаются в большее число раз, чем амплитуды колебаний более низких частот. В результате этого соотношение амплитуд колебаний в конце цепи может существенно отличаться от соотношения амплитуд в начале цепи, что приводит к изменению формы сигнала (рис. 7.1).

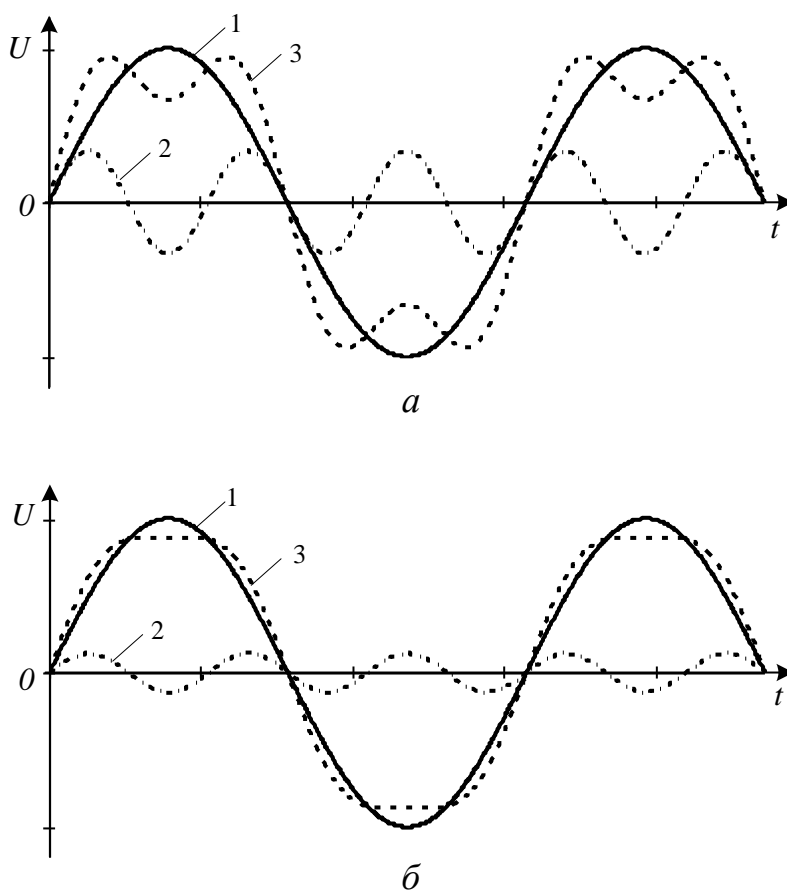


Рис. 7.1. Амплитудно-частотные искажения:
 a – неискаженный сигнал на входе; b – искаженный сигнал на выходе цепи;
 1 – основная гармоника; 2 – третья гармоника; 3 – сигнал

Степень амплитудно-частотных искажений оценивается разностью волновых затуханий цепи при двух частотах, и чем больше эта разность, тем больше амплитудные искажения. На тональных частотах амплитудные искажения

меньше на воздушных цепях из цветных металлов и больше на стальных цепях и в симметричных кабелях.

Частотную зависимость волнового затухания однородной линии можно рассчитать теоретически, если известны ее конструктивные параметры: материал и диаметр проводов, расстояние между ними, тип изоляции и т. д., однако при теоретическом расчете осложняется учет влияния соседних цепей, состояния погоды, изоляции и других факторов на величину a_v . Наиболее достоверные данные для конкретной реально существующей цепи получают экспериментальным путем.

Для измерения волнового затухания целесообразно использовать метод моста переменного тока или метод уровней.

Первый метод обеспечивает высокую точность лишь при $\alpha l < 5$ дБ и требует значительных затрат времени как на проведение измерений, так и на их обработку. Метод уровней менее трудоемок, но при его использовании необходимо обеспечить согласование нагрузки с волновым сопротивлением линии на всех измеряемых частотах, для чего нужно знать зависимость $Z_v(\omega)$ в исследуемом диапазоне.

Для устранения амплитудно-частотных искажений сигналов или уменьшения их до допустимого значения в тракт передачи цепочечно включаются специальные четырехполюсники – амплитудные выравниватели (корректоры), которые должны выравнивать ослабление линии в полосе передаваемых частот таким образом, чтобы общее ослабление цепи и контура было постоянным и не зависящим от частоты, т. е.

$$a_{ц.к} = a_{ц} + a_{к} = \text{const}, \quad (7.2)$$

где $a_{ц}$, $a_{к}$ – ослабление цепи и корректирующего контура соответственно;

$a_{ц.к}$ – общее ослабление цепи и контура.

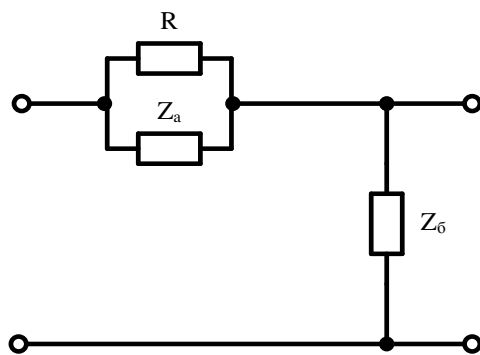
Имеется несколько типов четырехполюсников, которые чаще всего используются в качестве амплитудных выравнивателей. Выбор типа звена определяется в первую очередь требованиями к входному сопротивлению и точностью воспроизведения заданной частотной характеристики.

Так как входные сопротивления различных элементов (фильтры, однородные линии, трансформаторы) в полосе передаваемых частот часто близки к чисто активным сопротивлениям, то входное сопротивление амплитудного выравнивателя также должно быть постоянным, не зависящим от частоты. Этим

свойством обладают некоторые схемы симметричных и несимметричных четырехполюсников (мостовые, Т-образные мостовые, Г-образные), в последовательные и параллельные плечи которых включены обратные двухполюсники, причем наименьшее число элементов содержит схема Г-образного четырехполюсника.

Схема простейшего Г-образного четырехполюсника содержит по два элемента в последовательном и параллельном плечах (рис. 7.2). Соединение такого корректора с другими элементами тракта передачи осуществляется на принципе повторности.

Матрица параметров четырехполюсника, изображенного на рис. 7.2, записывается следующим образом:



$$(A) = \begin{pmatrix} 1 + \frac{RZ_a}{Z_6(R + Z_a)} & \frac{RZ_a}{R + Z_a} \\ \frac{1}{Z_6} & 1 \end{pmatrix}. \quad (7.3)$$

Рис. 7.2. Схема простейшего Г-образного четырехполюсника

Так как двухполюсники Z_a и Z_6 являются обратными в соотношении R^2 , то коэффициент

$$A_{11} = 1 + \frac{Z_a}{R + Z_6}. \quad (7.4)$$

Значение повторного сопротивления при прямом направлении передачи с учетом соотношений (7.2), (7.3) вычисляем по формуле:

$$Z_{н1} = \frac{A_{11} - A_{22} + \sqrt{(A_{11}^2 - A_{22}^2)^2 - 4}}{2A_{12}} = \frac{R^2}{2(R + Z_6)} + \frac{Z_6(Z_a + R)}{2(R + Z_6)} = R. \quad (7.5)$$

Повторное ослабление

$$a_n = \ln \left| \frac{A_{11} + A_{22}}{2} + \sqrt{\left(\frac{A_{11} + A_{22}}{2} \right)^2 - 1} \right| = \ln \left| 1 + \frac{Z_a}{R} \right|. \quad (7.6)$$

Анализируя соотношения (7.5) и (7.6), сделаем следующие выводы:

1) при чисто активном сопротивлении нагрузки, равном R , входное сопротивление четырехполюсника не зависит от частоты;

2) зависимость повторного затухания четырехполюсника от частоты (при $Z_{\text{н}} = Z_{\text{пл}} = R$) полностью определяется частотной зависимостью сопротивления двухполюсника $Z_{\text{а}}$.

Подбирая в качестве $Z_{\text{а}}$ двухполюсники с различными зависимостями сопротивления, можно получать различные частотные характеристики затухания. Необходимо отметить, что точность воспроизведения кривой затухания повышается при усложнении схем двухполюсников $Z_{\text{а}}$ и $Z_{\text{б}}$.

Так как волновое ослабление однородной линии с ростом частоты увеличивается, а ослабление корректирующего четырехполюсника уменьшается, двухполюсник $Z_{\text{а}}$ должен содержать емкость, а $Z_{\text{б}}$ – индуктивность.

Для получения конечной величины затухания на частоте $\omega = 0$ (так как волновое ослабление на этой частоте имеет конечное значение) в двухполюсники $Z_{\text{а}}$ и $Z_{\text{б}}$ включаются резисторы. Схема простейшего Г-образного четырехполюсника, предназначенного для коррекции амплитудных искажений однородной линии, приведена на рис. 7.3.

Элементы данной схемы связаны следующими соотношениями:

$$C = \frac{1}{2\pi r'_1 \sqrt{Q}}; R_1 = \frac{Rr'_1}{R + r'_1}; L = CR^2; r_2 = \frac{R^2}{r'_1}, \quad (7.7)$$

где

$$r'_1 = R \left(\sqrt{\frac{T}{Q}} - 1 \right); \quad (7.8)$$

$$Q = \frac{f_1^2(A_1 - 1) - f_2^2(A_2 - 1)}{A_2 - A_1}; \quad (7.9)$$

$$T = QA_1 + f_1^2(A_1 - 1); A_1 = e^{0,23a_{\text{к1}}}; A_2 = e^{0,23a_{\text{к2}}}; \quad (7.10)$$

$a_{\text{к1}}, a_{\text{к2}}$ – затухание корректора на частотах f_1 и f_2 соответственно (рис. 7.4), дБ.

Условие физической реализации элементов схемы: $Q < T$, если оно не выполняется, необходимо увеличить число цепочно соединенных контуров или усложнить их схему и повторить расчет. Теоретически повторное ослабление может быть рассчитано по формуле:

$$a_{\pi} = 10 \lg \frac{T + f^2}{Q + f^2}. \quad (7.11)$$

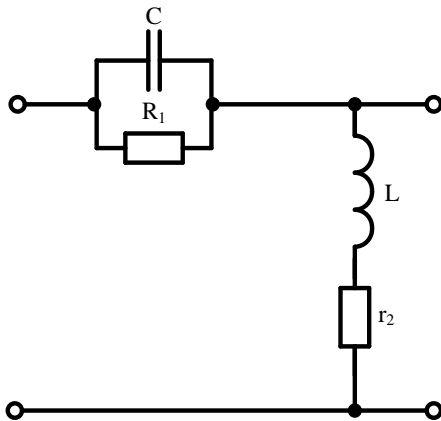


Рис. 7.3. Схема амплитудного выравнивателя

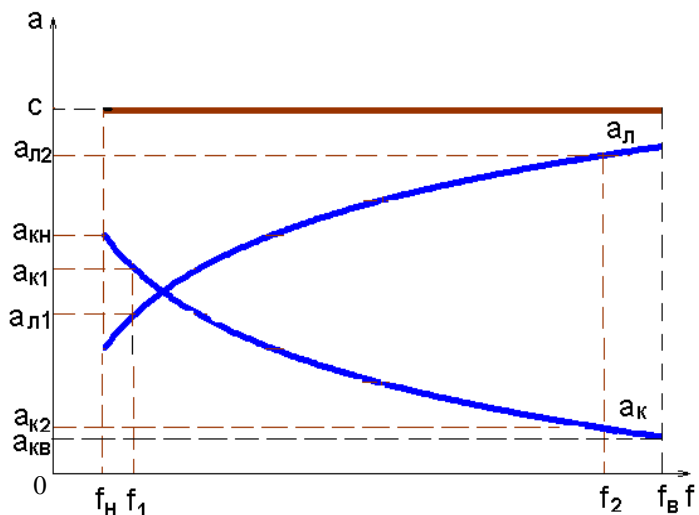


Рис. 7.4. Частотные характеристики затухания исследуемых четырехполюсников

7.2. Порядок выполнения работы

- 1) Ознакомиться с основными теоретическими положениями.
- 2) Оформить в виде табл. 7.1 и построить график частотной зависимости $a_{\text{в}}(\omega)$ однородной линии, используя результаты, полученные при выполнении лабораторной работы 6.

Таблица 7.1

Частотные характеристики ослабления

Частота f , Гц	Линия	Контур			
	$a_{\text{в}}$, дБ	$P_{\text{вх}}$, дБ	$P_{\text{вых}}$, дБ	$a_{\text{эксп}}$, дБ	$a_{\text{п}}$, дБ

3) Построить графики частотной зависимости соответствующего однородной линии корректора $a_k(\omega)$, добиваясь устранения амплитудно-частотных искажений, т. е. $a_b + a_v = c$. Числовое значение c принимается таким, чтобы на верхней рабочей частоте диапазона f_v ослабление контура $a_{k.v}$ не превышало 0,5 дБ.

4) Определить по формулам (7.7) – (7.10) элементы выравнивающего контура (ВК), отсчитав по полученным графикам для двух частот (f_1, f_2) соответствующие значения $a_{k.i} = c - a_{l.i}$ аналогично рис. 7.4. При расчете принять R равным модулю волнового сопротивления на средней частоте исследуемого диапазона $f_{cp} = \sqrt{f_n f_v}$. Если рассчитанный ВК нельзя реализовать пассивными элементами, то необходимо, увеличивая число цепочно соединяемых контуров, добиться выполнения условия $Q < T$.

5) Рассчитать ослабление полученного ВК по формуле (7.11).

6) Измерить с помощью лабораторного макета повторное ослабление ВК, собрав схему измерения, приведенную на рис. 7.5. При этом необходимо нагружать ВК на соответствующее повторное сопротивление, рассчитанное по формуле (7.5).

7) Результаты исследования повторного затухания ВК представить в табл. 7.1. Построить графики теоретической и экспериментальной зависимостей ослабления предложенного ВК от частоты; сделать выводы по результатам исследования.

8) Ответить на контрольные вопросы.

7.3. Содержание отчета

1) Графики частотной зависимости $a_v = f(\omega)$ и требующейся характеристики выравнивающего контура $a_k = f(\omega)$.

2) Схема ВК, предлагаемого для коррекции амплитудно-частотных искажений, расчетные формулы и результаты расчета элементов этой схемы.

3) Схема и результаты измерений и расчетов частотной зависимости затухания предложенного контура.

4) Графики теоретической и экспериментальной зависимостей ослабления предложенного ВК от частоты.

5) Подписанный преподавателем черновик с результатами измерений.

6) Ответы на контрольные вопросы.

7.4. Контрольные вопросы

- 1) Как изменяются напряжение и ток по длине однородной бесконечно длинной цепи?
- 2) Объясните причину частотной зависимости волнового затухания.
- 3) Поясните возникновение амплитудно-частотных искажений сигналов.
- 4) Какие схемы используются в качестве амплитудных выравнивающих контуров и почему?
- 5) Какое ослабление (рабочее, вносимое, повторное, характеристическое) рассчитано теоретически и какое экспериментально?
- 6) Укажите виды искажений сигналов, возникающих в электрически короткой линии.

Лабораторная работа 8

ФАЗОВЫЕ ВЫРАВНИВАТЕЛИ

Ц е л ь р а б о т ы: изучить схемы и частотные характеристики фазовых выравнивающих контуров (ФВК).

8.1. Краткие сведения из теории

Вследствие конечных значений фазовой скорости v_{ϕ} изменение напряжения и тока на выходе линии отстает во времени от их изменения на ее входе. Это запаздывание для каждой гармонической составляющей сигнала характеризуется фазовым сдвигом, или фазовым временем прохождения:

$$t_{\text{пр. ф}} = \frac{1}{v_{\phi}} = \beta(\omega) \frac{l}{\omega}, \quad (8.1)$$

где l – длина линии, км;

$\beta(\omega)$ – километрический коэффициент фазы;

ω – частота рассматриваемой гармонической составляющей.

Так как фазовая скорость распространения различных составляющих неодинакова, то при передаче по линиям возникают фазочастотные искажения сигналов. Механизм появления таких искажений поясняется кривыми, приведен-

ными на рис. 8.1, а, б. В рассматриваемом примере сигнал на передающем конце цепи содержит две составляющие с амплитудами U_{m1} и U_{m3} :

$$u_{\Sigma}(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m3} \sin(3\omega_1 t). \quad (8.2)$$

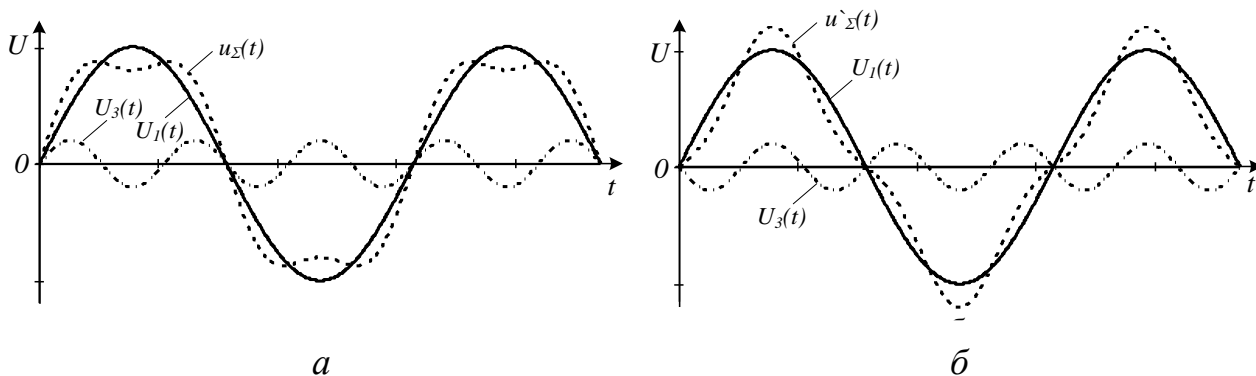


Рис. 8.1. Фазочастотные искажения:

а – неискаженный сигнал на входе; б – искаженный сигнал на выходе цепи

Высокочастотные составляющие передаваемых сигналов распространяются с большими скоростями, чем низкочастотные, поэтому в конце цепи нарушаются исходные фазовые соотношения, существовавшие на ее входе.

Если в процессе передачи по линии начальная фаза третьей гармоники изменится по отношению к начальной фазе первой гармоники на 180° , то выходной сигнал $u'_{\Sigma}(t)$ будет существенно отличаться по форме от входного сигнала $u_{\Sigma}(t)$.

Приемные реле телеграфных и телемеханических устройств нечувствительны к пропаданию высокочастотных составляющих импульсов, но требуют сохранения длительности импульсов. При передаче данных телеизмерений необходимо полное сохранение вида временной зависимости измеряемого напряжения (тока). В системах такого рода фазочастотные искажения, изменяющие форму импульсов, недопустимы.

Сигналы сложной формы характеризуются групповым временем прохождения $t_{гр. пр.}$. В цепях с распределенными параметрами

$$t_{гр. пр.} = \frac{ld\beta(\omega)}{d(\omega)}, \quad (8.3)$$

а в случае сосредоточенных параметров –

$$t_{\text{гр.пр.}} = \frac{db(\omega)}{d(\omega)}, \quad (8.4)$$

где $b(\omega)$ – фазовая постоянная рассматриваемой цепи.

Для устранения фазочастотных искажений в тракты передачи включают корректоры группового времени прохождения. Фазовые характеристики четырехполюсников, используемых в качестве корректоров, подбирают так, чтобы время прохождения составляющих сигнала в откорректированном тракте (при включенном корректоре) не зависело от частоты:

$$t_{\text{тр}} = t_{\text{л}} + t_{\text{к}} = \text{const}, \quad (8.5)$$

где $t_{\text{л}}$ – время прохождения сигнала по линии или корректируемой системе передачи;

$t_{\text{к}}$ – время прохождения сигналом корректора.

Условие (8.5) выполняется, если имеет место линейная зависимость (рис. 8.2):

$$b(\omega) = \beta l + b_{\text{к}}(\omega) = k\omega + b_0, \quad (8.6)$$

где $b(\omega)$ – фазовая характеристика откорректированного тракта;

$b_{\text{к}}(\omega)$ – фазовая характеристика фазового корректора;

k – коэффициент пропорциональности;

b_0 – сдвиг фазы, соответствующий запаздыванию по времени постоянной составляющей.

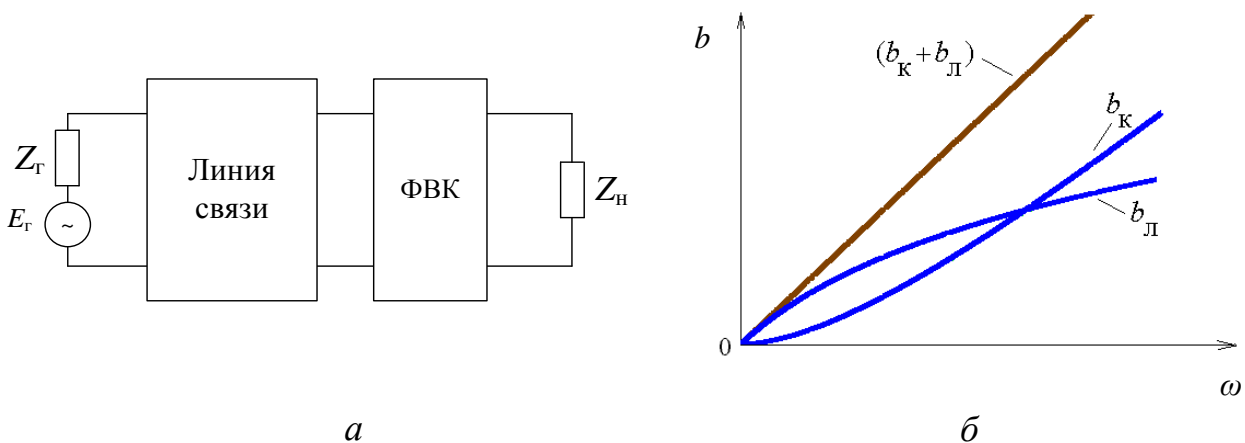


Рис. 8.2. Принцип корректирования фазочастотных искажений:

a – цепочечная схема подключения корректора;

b – фазочастотная характеристика откорректированного тракта

В качестве корректора используются четырехполюсники, пропускающие все частоты с малым ослаблением и не оказывающие существенного влияния на характеристику затухания тракта. Этому условию удовлетворяют пассивные мостовые схемы (рис. 8.3). Пунктиром на схемах обозначена симметричная часть.

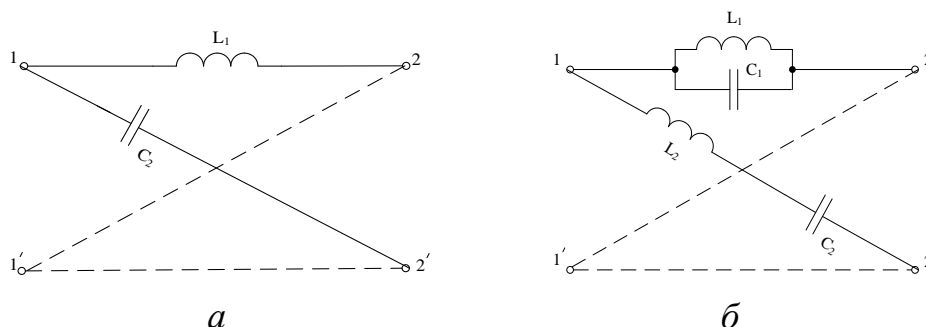


Рис. 8.3. Фазочастотные корректоры: мостовые схемы первого (а) и второго (б) порядка

Мостовой четырехполюсник не вносит дополнительного затухания в тракт передачи, если $Z_1 = jX_1$ и $Z_2 = jX_2$ представляют собой обратные реактивные двухполюсники. Характеристическое сопротивление такого четырехполюсника представляет собой вещественную, не зависящую от частоты величину, что облегчает получение режима согласованной нагрузки.

Фазовая характеристика такого четырехполюсника вычисляется по формуле:

$$b = 2 \operatorname{arctg} \frac{X_1}{R}. \quad (8.7)$$

При изменении частоты от 0 до ∞ характеристическая фазовая постоянная контура монотонно увеличивается от 0 до πn радиан, где n – число реактивных элементов в схеме двухполюсника Z_1 .

Фазовый выравнитель с одноэлементным двухполюсником Z_1 называют фазовым звеном первого порядка, а с двухэлементным – второго. Схемы таких четырехполюсников изображены на рис. 8.3, а, б, а их характеристики – на рис. 8.4, а, б.

Фазовую постоянную и групповое время прохождения рассчитывают по следующим формулам:

для звена первого порядка –

$$b = 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}; \quad (8.8)$$

$$t_{\text{пр.к}} = \frac{2k}{1 + k^2 \omega^2}, \quad (8.9)$$

где $k = \frac{L}{R}$;

для звена второго порядка –

$$b = 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{RC(\omega_0^2 - \omega^2)}; \quad (8.10)$$

$$t_{\text{пр.к}} = \frac{2k(\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2) + k^2 \omega^2}, \quad (8.11)$$

где $k = \frac{L}{R}$; $\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$.

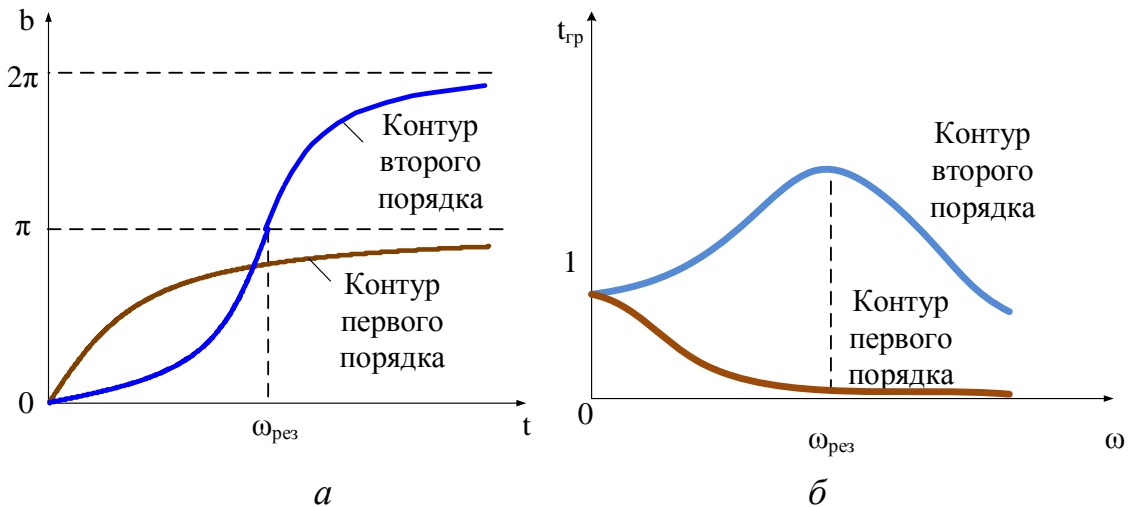


Рис. 8.4. Параметры фазочастотных корректоров:
a – частотная характеристика фазовой постоянной;
б – частотная характеристика группового времени
 прохождения корректора

На практике корректоры группового времени прохождения составляют из нескольких звеньев, представляющих собой контуры второго порядка, включаемые цепочечно; при этом частотные характеристики $b(\omega)$ и $t_{\text{гр}}(\omega)$ суммируются.

Для уменьшения числа элементов используют Т-образно-мостовые схемы с трансформатором (рис. 8.5), у которых коэффициент магнитной связи $k = 1$.

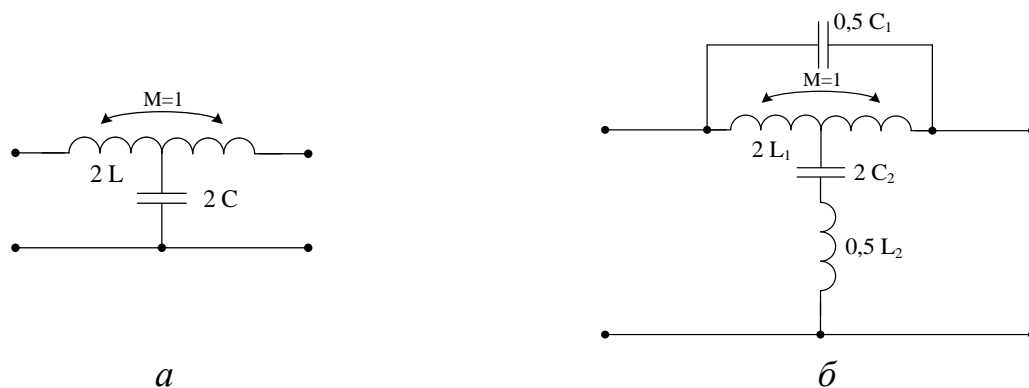


Рис. 8.5. Малоэлементный фазовый корректор первого (а) и второго (б) порядка

8.2. Порядок выполнения работы

- 1) Ознакомиться со схемами и корректирующими свойствами ФВК.
- 2) Определить схему и элементы сопротивления Z_2 по заданным Z_1 и R ; определить элементы эквивалентного ФВК, содержащего идеальный трансформатор.
- 3) Рассчитать и построить частотные зависимости фазовой постоянной, характеристического сопротивления, затухания и группового времени прохождения ФВК.
- 4) Собрать схему ФВК и измерить его входные сопротивления в режимах холостого хода и короткого замыкания.
- 5) Рассчитать характеристическое сопротивление контура.
- 6) Рассчитать ослабление ФВК и фазовую постоянную по формулам:

$$a_c = 10 \lg N; \quad (8.12)$$

$$b_c = \frac{\varphi}{2}, \quad (8.13)$$

где N рассчитывается по формуле (6.11), а φ – по формуле (6.12).

- 7) Полученные экспериментальные значения величин a_c , b_c , Z_c необходимо сопоставить с теоретическими, рассчитанными в подразд. 8.1, построив экспериментальную и теоретическую зависимости характеристических параметров ФВК на одном рисунке.

- 8) Рассчитать и построить частотную зависимость группового времени прохождения. Схема и параметры исследуемого контура задаются преподавателем. Сделать выводы
- 9) Ответить на контрольные вопросы.

8.3. Содержание отчета

- 1) Схемы фазовых корректоров и измерений.
- 2) Основные расчетные формулы и таблицы результатов измерений и расчетов.
- 3) Теоретические и экспериментальные зависимости фазовой постоянной, затухания и характеристического сопротивления от частоты.
- 4) Ответы на контрольные вопросы.
- 5) Подписанный преподавателем черновик с результатами измерений.

8.4. Контрольные вопросы

- 1) Почему в качестве элементов Z_1 и Z_2 в схеме ФВК выбраны обратные двухполюсники?
- 2) Как выбирается нагрузочное сопротивление при работе ФВК?
- 3) Фазовая постоянная изменяется от 0 до 5π . Сколько элементов содержит Z_1 в схеме ФВК?
- 4) Привести две схемы: схему ФВК, в которой Z_1 состоит из пяти элементов, и схему ФВК, дающую аналогичный результат по фазовой характеристике, но состоящую из каскадного соединения нескольких звеньев.
- 5) Индуктивность катушки Z_1 ФВК первого порядка увеличили в два раза. Как изменится фазовая характеристика ФВК?

Библиографический список

1. Атабеков, Г. И. Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи / Г. И. Атабеков. – Санкт-Петербург : Лань, 2021. – Текст : непосредственный.

2. Бычков, Ю. А. Основы теоретической электротехники / Ю. А. Бычков. – Санкт-Петербург : Лань, 2009. – Текст : непосредственный.

3. Волков, Е. А. Теория линейных электрических цепей железнодорожной автоматики, телемеханики и связи / Е. А. Волков. – Москва : Маршрут, 2005. – Текст : непосредственный.

4. Федотов, Д. А. Учебно-методическое пособие к выполнению лабораторных работ при изучении дисциплины «Теория линейных электрических цепей». Часть 2. Цепи со специальными характеристиками / Д. А. Федотов, В. С. Черноусова, О. Н. Коваленко. – Омск : Омский гос. ун-т путей сообщения, 2014. – Текст : непосредственный.

Учебное издание

ФЕДОТОВ Дмитрий Анатольевич,
ЧЕРНОУСОВА Виктория Степановна

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ
ПРИ ИЗУЧЕНИИ ДИСЦИПЛИНЫ
«ТЕОРИЯ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ»

Часть 2

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Редактор Н. А. Майорова

Подписано в печать 16.09.2022. Формат $60 \times 84 \frac{1}{16}$.
Офсетная печать. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 2,3. Уч.-изд. л. 2,5.
Тираж 30 экз. Заказ .

**

Редакционно-издательский отдел ОмГУПСа
Типография ОмГУПСа

*

644046, г. Омск, пр. Маркса, 35