

Министерство образования и науки Российской Федерации
РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
НЕФТИ И ГАЗА им. И.М.ГУБКИНА

А.С.МОИСЕЕНКО, И.В.ЕГОРОВА
Сборник лабораторных работ
«СТРУКТУРЫ ИИС»

МОСКВА 2014

Министерство образования и науки Российской Федерации
Российский государственный университет нефти и газа
имени И.М.Губкина

Кафедра информационно-измерительных систем

А.С.Моисеенко, И.В.Егорова

Сборник лабораторных работ
«Структуры ИИС»
по курсу «Структуры ИИС»
для студентов специальности 200100

Москва 2014

УДК 621.374

Моисеенко А.С., Егорова И.В. Сборник лабораторных работ
«Структуры ИИС». – М.: РГУ нефти и газа, 2014. 44 с.

Для студентов специальности 200100

Рецензент – А.В.Горохов, доцент РГУ нефти и газа имени
И.М.Губкина

Лабораторная работа № 1

Исследование характеристик лабораторного эквивалента бронированного каротажного кабеля

Цель данной лабораторной работы - исследование характеристик лабораторного эквивалента бронированного каротажного кабеля различной длины при передаче по нему гармонических и импульсных сигналов.

Спуск и подъем различных глубинных приборов, применяемых для исследования скважин, осуществляется с помощью каротажного кабеля, который является каналом связи между наземной аппаратурой и глубинным прибором и одновременно несет механическую нагрузку. В связи с этим каротажный кабель должен обладать достаточной гибкостью, иметь возможно низкое электрическое сопротивление токопроводящих жил, достаточно широкую полосу пропускания частот и т.д.

В настоящее время при геофизических исследованиях скважин все большее применение находят многоканальные телеметрические каротажные системы с частотным разделением каналов. При этом резко расширяется полоса частот, используемых для передачи информации по каротажному кабелю. Разработка таких многоканальных геофизических устройств, требует учета характеристик кабеля, что вызывается необходимостью оптимального согласования канала связи со скважиной и наземной аппаратурой.

Наличие лабораторного эквивалента каротажного кабеля необходимого типа и длины в значительной степени облегчает процесс разработки новой аппаратуры, позволяет более

квалифицированно и быстро вести ремонт и профилактику аппаратуры, находящейся в эксплуатации.

В нефтепромысловой геофизике применяют одно-, трех- и семижильные кабели. По конструкции кабели бывают оплеточные, шланговые и бронированные. В зависимости от геологических и скважинных условий, применяемых аппаратуры и оборудования выбирается тип используемого кабеля. Промышленностью выпускаются различные типы кабелей. Все кабели состоят из токопроводящих жил, скрученных из стальных и медных проволок и покрытых резиновой, полиэтиленовой или фторопластовой изоляцией, и верхней оболочки в виде хлопчатобумажной оплетки, резины или стальной проволочной брони.

В трехжильных кабелях с оплеточным или шланговым покрытием токонесущие жилы одновременно несут и механическую нагрузку. В бронированных кабелях механическую нагрузку несет верхняя двухслойная проволочная броня.

Каждому типу кабеля присвоен шифр, сокращенно характеризующий его основные элементы. Первая буква означает кабель (К), вторая буква - количество жил в кабеле, третья буква - материал оболочки, четвертая буква - специфику кабеля (Д - двухбронный, Н - нефтестойкий). Цифра после буквенного шифра указывает на минимальное разрывное усилие в тоннах. Например, КОБДФ-6 - кабель одножильный, бронированный, двухбронный, с фторопластовой изоляцией и разрывным усилием в 6 т или КТО-1 - кабель трехжильный с разрывным усилием в 1 т.

Устройство шланговых кабелей показано на рисунке 1.1.

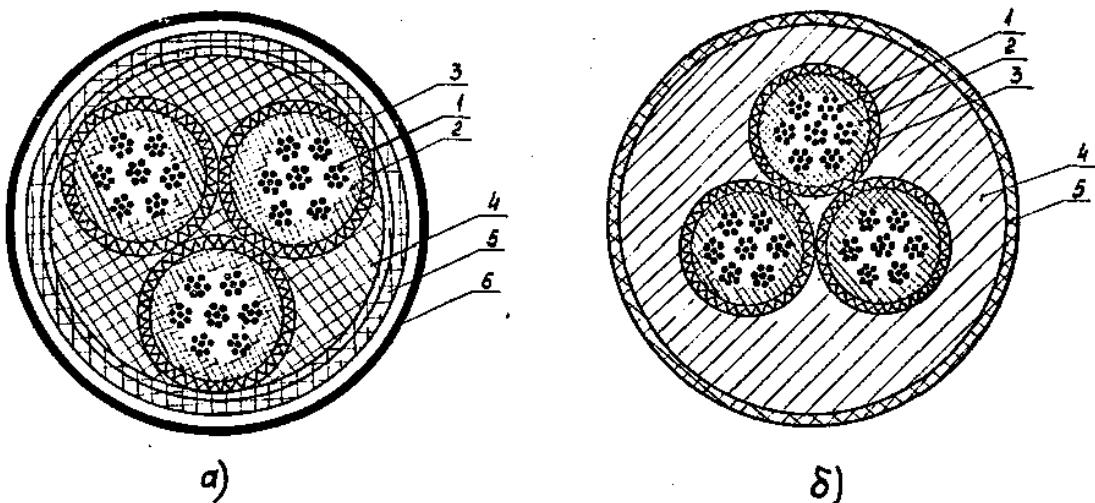


Рис. 1.1. Устройство оплеточного (а) и шлангового (б) кабелей:

1 - токопроводящие и несущие механическую нагрузку жилы, 2 - резиновая изоляция токопроводящих жил, 3 - оплетка жилы, 4 - заполнителя, 5 - верхняя оплетка, 6 - резиновый шланг.

В настоящее время оплеточные и шланговые кабели имеют ограниченное применение по сравнению с кабелями в бронированной оболочке. Бронированные кабели различных конструкций обеспечивают производство всех видов геофизических работ в нефтегазоносных скважинах. Основными преимуществами бронированных кабелей являются: постоянство электрических параметров в широком диапазоне температур и давлений, большой удельный вес, относительно большая строительная длина, малый диаметр и вес, дешевизна и более длительный срок эксплуатации. Устройство бронированных каротажных кабелей показано на рисунке 1.2.

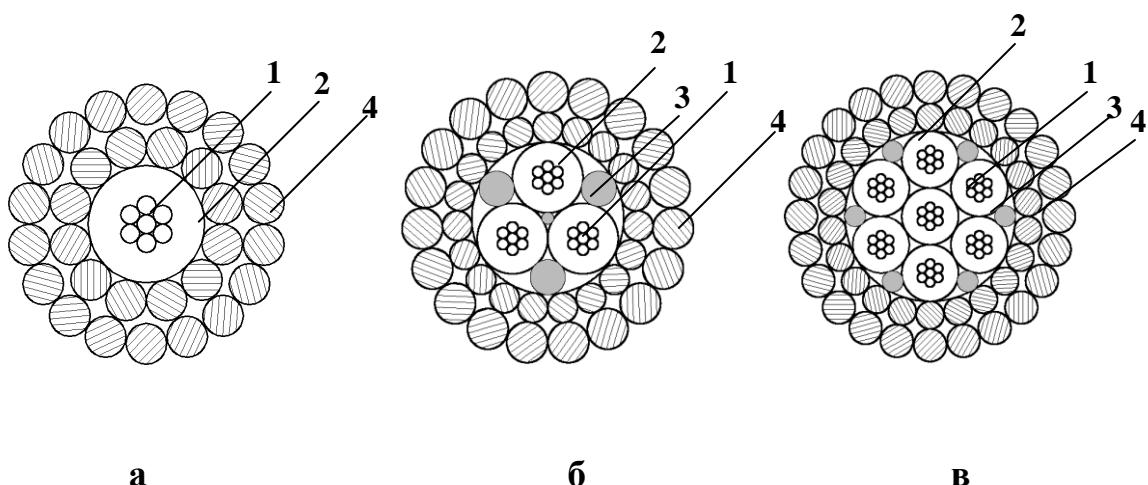


Рис. 1.2. Устройство бронированных каротажных кабелей.

Кабели:

- одножильный,
- трехжильный,
- семижильный,

1 - жила, 2 - изоляция жилы, 3,4 - заполнение из волокна, 5 - проволоки брони.

В таблице 1.1 приведены технические характеристики бронированных кабелей.

Таблица 1.1.

Марка кабеля	Тип изоляции	Наружный диаметр кабеля мм	Число и ном. сечение жил	Эл. сопротивление жилы	Эл. сопротивление изоляции	Емкость, жила броня	Макс. рабочая темпера- турата применения	Вес 1 км в воздухе
			п x мм ²	Ом/км	МОм x км	пФ/м	град. С	кг/км
1	2		3	5	6	7	8	9
КГЛ 1x0,75-20-90	полиэтилен	5,6	1 x 0,75	25,5	20000	160	90	137
КГЛ 1x0,75-20-150	сополимер	5,6	1 x 0,75	25,5	20000	160	150	137
КГЛ 1x0,75-20-200	фтор- полимер	5,6	1 x 0,75	25,5	20000	173	200	143

КГЛ 1x0,75- 20-260	композиция фтор- полимеров	5,6	1 x 0,75	25,5	20000	179	250	145
КГЛ 3x0,50- 40-90	полиэтилен	8,4	3 x 0,50	39,6	20000	140	100	262
КГЛ 3x0,50- 40-150	сополимер	8,4	3 x 0,50	39,6	20000	145	150	264
КГЛ 3x0,50- 40-200	Фтор- полимер	8,4	3 x 0,50	39,6	20000	152	200	273
КГ 7x0,75- 75-90	полиэтилен	12,3	7 x 0,75	25,5	20000	156	90	536
КГ 7x0,75- 75-150	сополимер	12,3	7 x 0,75	25,5	20000	156	150	535
КГ 7x0,75- 75-200	фтор- полимер	12,3	7 x 0,75	25,5	20000	160	200	560
КГ 7x0,75- 75-260	композиция фтор- полимеров	12,3	7 x 0,75	25,5	20000	163	250	566

При исследовании каротажный кабель, используемый в качестве канала связи, обычно представляют в виде однородной линии, поэтому для него считают справедливыми основные соотношения, описывающие электрические процессы в цепях с распределенными параметрами (длинных линиях). Однако следует отметить, что применение теории длинных линий при рассмотрении каротажных кабелей в общем случае некорректно, так как не каждый кабель является однородной линией.

Основными характеристиками, определяющими величину тока и напряжения в каждой точке однородной линии, являются четыре первичных параметра передачи: активное сопротивление жилы R_0 , индуктивность L_0 , емкость C_0 и активная проводимость изоляции

G. Сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость изоляции равномерно распределены по всей длине кабеля. Это значит, что всякий сколь угодно малый участок кабельной цепи обладает сопротивлением, индуктивностью, емкостью и проводимостью изоляции; условно эти параметры можно представить в виде сосредоточенных значений, как это изображено на эквивалентной схеме участка кабеля (рис 1.3). В технике связи принято определять все параметры на 1 км цепи.

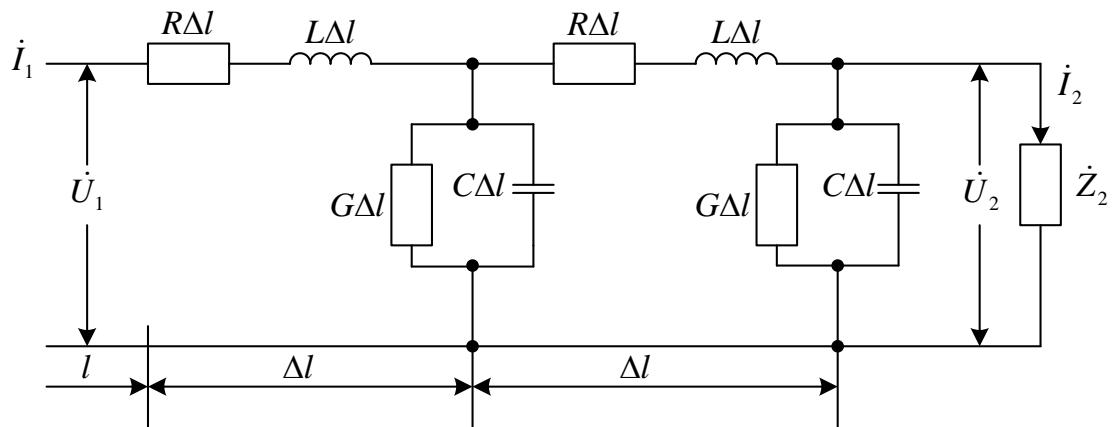


Рис. 1.3. Г-образная схема замещения однородной линии через первичные параметры.

Вторичные параметры характеризуют кабельную цепь как устройство для передачи информации и электрической энергии. К вторичным параметрам относят: коэффициент распространения γ и волновое сопротивление \dot{Z}_c . Коэффициент распространения γ характеризует степень изменения напряжения и тока вдоль линии. Величина сопротивления \dot{Z}_c , представляет собой отношение напряжения и тока падающих или отраженных волн. Вторичные

параметры передачи являются функциями первичных параметров однородной линии.

В процессе каротажа различные отрезки кабеля, опущенного в скважину, находятся в неодинаковых условиях, так как испытывают воздействие давления и температуры, меняющихся по длине кабеля. В общем случае это приводит к изменению первичных параметров отдельных частей кабеля в зависимости от их расположения в скважине.

Специально поставленные опыты показывают, что первичные параметры мало изменяются в указанных выше условиях лишь для бронированных каротажных кабелей, что объясняется конструкцией последних. Поэтому только бронированный каротажный кабель можно с определенной степенью точности представить как однородную линию, то есть считать, что при каротаже распределение первичных параметров по длине кабеля равномерно и непрерывно.

Это последнее обстоятельство дает возможность заменить бронированный каротажный кабель эквивалентной ему в определенном диапазоне частот схемой замещения однородной линии. При этом предполагается, что сопротивление оплетки кабеля мало по сравнению с сопротивлением токоведущей жилы и параметры кабеля не зависят от соотношения длин намотанного и размотанного кабеля в процессе каротажных работ.

В установившемся режиме при гармоническом воздействии уравнения линии с распределенными параметрами имеют вид:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{U}_2 \cdot ch(\gamma \cdot l) + \dot{I}_2 \dot{Z}_c \cdot sh(\gamma \cdot l) \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_2 \cdot ch(\gamma \cdot l) + (\dot{U}_2 / \dot{Z}_c) \cdot sh(\gamma \cdot l) \end{cases} \quad (1)$$

где $\dot{U}_1, \dot{I}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_2$ - напряжения и токи в начале и в конце кабеля;

l - длина кабеля;

Вторичные параметры γ и \dot{Z}_c полностью определяются через первичные параметры однородной линии и могут быть найдены из уравнения:

$$\begin{cases} \gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \\ \dot{Z}_c = \rho e^{j\theta} = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)} \end{cases} \quad (2)$$

где $j = \sqrt{-1}$,

$$\omega = 2\pi f,$$

f - частота гармонического воздействия.

Коэффициент распространения γ , как видно из уравнений (2), есть величина комплексная. Действительная составляющая величины γ называется коэффициентом затухания и обозначается β . Мнимая составляющая γ называется коэффициентом фазы и обозначается α . Коэффициент β характеризует амплитудные, а коэффициент α фазовые искажения при передаче по длинной линии гармонического сигнала. Таким образом,

$$\gamma = \beta + j\alpha. \quad (3)$$

Используя уравнения (2) и (3), можно выразить коэффициент затухания β и коэффициент фазы α через первичные параметры длинной линии:

$$\beta = \sqrt{0.5[RG - \omega^2 LC + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}]} \quad (4)$$

$$\alpha = \sqrt{0.5[\omega^2 LC - RG + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}]}$$

Для различных частных случаев формулы (4) вторичных параметров могут быть упрощены.

Для случая низких частот, когда $R \gg \omega L$ и $G \ll \omega C$,

$$\gamma = \beta + j\alpha = \sqrt{j\omega RC} = \sqrt{jRC} \cdot (\cos \frac{\pi}{4} + j \sin \frac{\pi}{4}),$$

Отсюда $\beta = \alpha = \sqrt{\omega RC/2}$, то есть $\beta \approx \omega^{1/2}$, $\alpha = \omega^{1/2}$.

Для получения упрощенных формул коэффициентов затухания и фазы на высоких частотах представим выражение коэффициента распространения γ следующим образом:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \left(1 - \frac{jR}{\omega L}\right)^{1/2} \cdot \left(1 - \frac{jG}{\omega C}\right)^{1/2}$$

Раскладывая двучлены, заключенные в скобках, в биномиальный ряд, перемножая их и пренебрегая малыми членами, получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = \beta^* = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}, \\ \alpha = \omega\sqrt{LC}, \end{array} \right.$$

т.е. β от частоты не зависит ($\beta = \text{const}$), $\alpha = \omega$.

На частоте, равной нулю, имеем

$$\beta = \beta(0) = \sqrt{RG}, \quad \alpha = 0.$$

Подобным образом можно получить упрощенные формулы для расчета модуля волнового сопротивления ρ и аргумента волнового сопротивления θ :

- для области низких частот

при $\frac{R}{\omega L} > 1$; $\dot{Z}_c = \sqrt{\frac{R}{\omega L}} e^{-j45^\circ}$, т.е. $\rho \approx \omega^{1/2}$, $\theta = \text{const}$;

- для области высоких частот

при $\frac{R}{\omega L} < 1$; $\dot{Z}_c = \rho^* = \sqrt{\frac{L}{C}}$, т.е. $\rho = \text{const}$, $\theta = 0$;

- на постоянном токе, при $\omega = 0$

$$Z_c = \rho(0) = \sqrt{\frac{R}{G}}, \text{ т.е. } \rho = \text{const}, \theta = 0.$$

Приведенные упрощенные формулы позволяют качественно представить закон изменения вторичных параметров длинной линии с изменением частоты. Графически эти зависимости представлены на рис. 1.4.

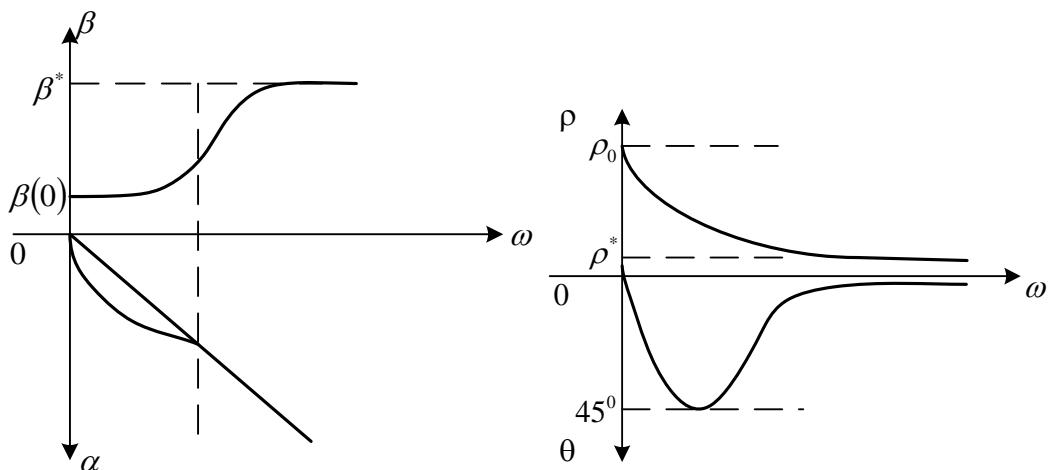


Рис. 1.4.

Большой интерес представляет рассмотрение передачи по каротажному кабелю импульсного сигнала (одиночных импульсов и импульсных последовательностей). Импульсный носитель информации используется, в частности, в аппаратуре радиоактивного каротажа.

Известно, что для техники формирования и обработки сигналов важное значение имеет разложение заданной функции по различным ортогональным системам функций. По ряду причин наиболее широкое применение получил гармонический анализ, то есть разложение заданной функции в ряд Фурье по ортогональной системе основных тригонометрических функций - синусов и косинусов. При разложении периодического сигнала $S(t)$ по тригонометрическим функциям в качестве ортогональной системы берут

$$1, \cos \Omega_1 t, \sin \Omega_1 t, \cos 2\Omega_1 t, \sin 2\Omega_1 t, \dots \cos n\Omega_1 t, \sin n\Omega_1 t. \quad (5)$$

Интервал ортогональности при этом совпадает с периодом

$$T = \frac{2\pi}{\Omega_1} \text{ функции } S(t).$$

Система (5) приводит к тригонометрической форме ряда Фурье:

$$S(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2|C_n| \cos(n\Omega_1 t - \psi_n), \quad (6)$$

где C_0, C_n - коэффициенты Фурье для нулевой и n -й составляющей гармоники соответственно;
 ψ_n - фазовый сдвиг n -й гармоники.

Представим себе линейный четырехполюсник, коэффициент передачи которого $K(\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ является функцией частоты.

Периодическое напряжение на его входе (последовательность импульсов) можно разложить в ряд Фурье и привести к форме (6):

$$\dot{U}_1(t) = \sum_{n=0}^{\infty} U_{n1} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad (7)$$

где $\omega_n = n\Omega_1$ - частота n -й гармоники,

φ_n - соответствующий ей сдвиг фаз,
 U_{n1} - амплитуда n -й гармоники разложения входного воздействия.

После прохождения через четырехполюсник каждая гармоническая составляющая входного напряжения претерпевает как амплитудные (частотные), так и фазовые изменения. В связи с этим ряд Фурье для выходного напряжения можно записать в следующем виде:

$$U_2(t) = \sum_{n=0}^{\infty} K(\omega_n) U_{n1} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_n + \psi_n), \quad (8)$$

Изменения амплитуд гармонических составляющих выходного напряжения относятся к амплитудно-частотным искажениям следующим образом:

$$U_{n2} = K(\omega_n) U_{n1}. \quad (9)$$

Появление дополнительного сдвига фаз ψ_n в аргументе косинусов определяется фазо-частотными искажениями, обусловленными формой фазовой характеристики четырехполюсника. Наличие дополнительных фазовых сдвигов $\psi_n = \psi_n(\omega_n)$ в выходном напряжении приводит к существенным изменениям формы выходных импульсов по сравнению с входными.

Все реально существующие четырехполюсники вызывают фазовые и амплитудные изменения в гармонических составляющих. Поэтому важно знать, какая форма амплитудной и фазовой характеристики не вызывает искажений выходного сигнала. Оказывается, что четырехполюсник с равномерной частотной и линейной фазовой характеристиками является схемой, в которой выходные импульсы не изменяют своей формы, но задерживаются во времени. Отклонение фазовой характеристики от прямой линии

неизбежно приводит к изменению (искажению) формы выходного сигнала.

Приведенные графические зависимости амплитудной $\beta = \beta(\omega)$ и фазовой $\alpha = \alpha(\omega)$ характеристик каротажного кабеля (см. рис. 1.4) свидетельствуют о наличии амплитудных и фазовых искажений при передаче сигналов с широким частотным спектром, особенно в области низких и средних частот, которые обуславливают искажения формы выходного сигнала. Степень изменения формы сигнала зависит от полосы пропускания (формы амплитудной характеристики), формы фазовой характеристики четырехполюсника и ширины спектра передаваемого сигнала (импульсной последовательности).

Особый интерес представляет вопрос согласования каротажного кабеля с нагрузкой, определяющего долю энергии, переданную нагрузке и отраженную от нее. Различают следующие режимы работы линии связи при передаче по ней сигнала:

- а) отсутствие отраженных волн (полное согласование кабеля с измерительной и передающей аппаратурой);
- б) холостого хода;
- в) несогласованной нагрузки;
- г) короткое замыкание.

При геофизических исследованиях скважин наиболее часто встречаются режим отсутствия отраженных волн и режим несогласованной нагрузки.

Режим отсутствия отраженных волн соответствует режиму работы кабеля, нагруженного в конце на сопротивление, равное волновому. В этом случае зависимость между затуханием, называемым в этом случае собственным, и значениями напряжения в начале и в конце кабеля может быть представлена в следующем виде:

$$\beta_{co\delta} = \ln \left| \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|, \quad (10)$$

где $\beta_{co\delta}$ - собственное затухание кабеля на длине l .

Несогласованная нагрузка представляет большой интерес в связи с тем, что значительное изменение волнового сопротивления кабеля Z_c (см. рис. 1.4) затрудняет согласование последнего с сопротивлением нагрузки (скважинным прибором и регистрирующей аппаратурой) в широком диапазоне частот. Степень несогласованности нагрузки с кабелем можно характеризовать коэффициентами отражения:

$$q_1 = \frac{(Z_2 - Z_c)}{(Z_2 + Z_c)} \quad (11)$$

$$q_2 = \frac{(Z_1 - Z_c)}{(Z_1 + Z_c)},$$

где q_1 и q_2 - коэффициенты отражения в конце и в начале кабеля соответственно;

Z_2 и Z_1 - сопротивления нагрузки в конце и в начале кабеля.

Наименьшие значения коэффициентов q_1 и q_2 соответствуют режиму $Z_H \approx Z_c$. Для всех типов каротажных кабелей оптимальными можно считать следующие величины Z_H :

- на частотах до 0,1 кГц - 1000 Ом;
- при частотах 1 - 5 кГц - порядка 200 Ом;
- при частотах свыше 50 кГц около 65 Ом.

Во всем диапазоне частот затухание $\beta_{pa\delta}$ больше собственного затухания кабеля $\beta_{co\delta}$. Рабочее затухание может быть подсчитано по формуле:

$$\beta_{pa\delta} = \beta_{co\delta} + \ln \frac{1}{2} \left| \frac{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_c}{\sqrt{\dot{Z}_1 \cdot \dot{Z}_c}} \right| + \ln \frac{1}{2} \left| \frac{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_c}{\sqrt{\dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_c}} \right| + \ln \left| 1 - e^{-2\beta_{co\delta}} \cdot \frac{\dot{Z}_1 - \dot{Z}_c}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_c} \cdot \frac{\dot{Z}_2 - \dot{Z}_c}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_c} \right| \quad (12)$$

Второй и третий члены уравнения называются рабочими затуханиями стыков, то есть характеризуют степень несогласованного включения. Четвертый член определяет взаимодействие несогласованной нагрузки на передающем и принимающем концах кабеля.

Для исправного бронированного кабеля в рабочем диапазоне температур ($t^0 \leq 170^0\text{C}$) и давлений ($P \leq 1200 \text{ кг/см}^2$) проводимость изоляции достаточно мала ($G \leq 0.5*10^{-6} \text{ сим/км}$). Пренебрегая ею, уравнения (2) и (4) можно переписать в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} |\dot{Z}_c| = \rho = \frac{\sqrt[4]{R^2 + \omega^2 L^2}}{\sqrt{\omega C}} \\ \beta = \sqrt{\frac{1}{2}(\omega C \cdot \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} - \omega^2 L C)} \\ \alpha = \sqrt{\frac{1}{2}(\omega C \cdot \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} + \omega^2 L C)} \end{array} \right. \quad (13)$$

Погонная емкость C кабеля коаксиальной конструкции, например одножильного бронированного каротажного кабеля, не меняется от частоты, а погонная индуктивность L такого кабеля зависит от частоты:

$$L = L_0 + \frac{A}{\sqrt{f}},$$

где L_0 и A - постоянные, определяемые конструкцией кабеля.

Из-за поверхностного эффекта активное сопротивление кабеля увеличивается с ростом частоты и на высоких частотах пропорционально \sqrt{f} .

Длинная линия является симметричным четырехполюсником, поэтому возможна замена ее симметричными схемами замещения, простейшими из которых являются Т- и П-образные схемы. Связь

между параметрами Т-образной схемы замещения (рис. 1.5) и параметрами длинной линии выражается наиболее просто:

$$\begin{aligned}\dot{Z}_T &= (R + j\omega L) \cdot l \dot{K}_1; \\ \dot{Y}_T &= (G + j\omega C) \cdot l \dot{K}_2,\end{aligned}\quad (14)$$

где l - длина линии,

\dot{K}_1 и \dot{K}_2 - коэффициенты, равные

$$\begin{cases} \dot{K}_1 = \frac{2(ch\dot{\gamma} \cdot l - 1)}{\dot{\gamma} \cdot l \cdot sh\dot{\gamma} \cdot l} \approx 1 - \frac{(\dot{\gamma} \cdot l)^2}{12} + \frac{(\dot{\gamma} \cdot l)^4}{120} - \dots \\ \dot{K}_2 = \frac{sh\dot{\gamma} \cdot l}{\dot{\gamma} \cdot l} \approx 1 + \frac{(\dot{\gamma} \cdot l)^2}{6} + \frac{(\dot{\gamma} \cdot l)^4}{120} + \dots \end{cases} \quad (15)$$

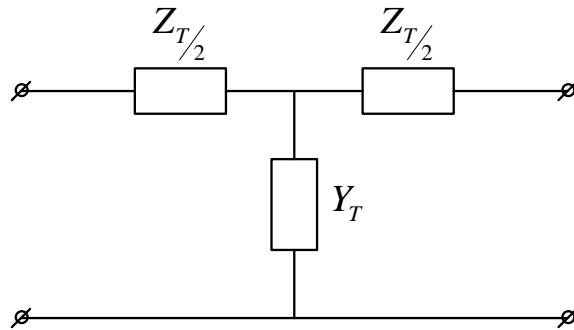


Рис. 1.5. Т-образная схема замещения длинной линии.

Коэффициенты \dot{K}_1 и \dot{K}_2 в общем случае являются комплексными и частотозависимыми, поэтому схема замещения (эквивалент) Т-образного или П-образного типа для кабеля произвольной длины оказалась бы весьма сложной. Кроме того, такую схему приходилось бы заново рассчитывать и конструировать для каждой длины кабеля, так как \dot{Z}_T и \dot{Y}_T - нелинейные функции длины кабеля.

Поэтому целесообразнее строить эквивалент кабеля как цепочечную схему, состоящую из ряда Т-образных звеньев. Такая замена основана на известном положении, что характеристическое

сопротивление однородной цепочечной схемы равно характеристическому сопротивлению звена, а коэффициент распространения цепочечной схемы из "n" звеньев $\Gamma_n = n\Gamma$, где Γ - коэффициент распространения звена. С достаточной для практики точностью элемент линии может быть заменен простейшей Т-образной схемой, если погрешность от замены коэффициентов \dot{K}_1 и

\dot{K}_2 на единицу несущественна, то есть $\frac{(\dot{\gamma} \cdot l)^2}{6} \ll 1$. При этом, чем на

более высокие частоты рассчитан эквивалент, тем более короткие отрезки кабеля должны отображаться элементарной Т-образной схемой.

Приведенные выше соотношения позволяют рассчитать эквивалент кабеля. Учитывая разброс параметров отдельных строительных длин каротажного кабеля и характер работ, при которых используются эквиваленты, целесообразно принять:

$$\frac{(\dot{\gamma} \cdot l)^2}{6} \leq 0.2. \quad (16)$$

Из неравенства (6) определяется длина ℓ замещаемого участка кабеля

$$l = \sqrt{\frac{1.2}{\omega CR}} \quad (17)$$

Следует отметить, что неравенства (17) и (16) эквивалентны в диапазоне частот до 5-10 кГц, пока активное сопротивление R мало меняется с частотой, а индуктивное сопротивление $\omega L \ll R$. Экспериментально снятые характеристики бронированных каротажных кабелей и эквивалента, изготовленного в соответствии с расчетной формулой (17), показали, что кривые затухания совпадают в диапазоне частот до 100 кГц с удовлетворяющей практические потребности точностью; волновое сопротивление на частотах выше

5-10 кГц значительно ниже волнового сопротивления кабеля, поэтому указанный простейший эквивалент может использоваться только на частотах до 5-10 кГц.

На более высоких частотах необходимо учитывать индуктивность кабеля и зависимость его сопротивления от частоты. Индуктивность кабеля и активное сопротивление не могут быть определены непосредственно, а должны рассчитываться на основании знания законов их изменения с частотой. При расчете эквивалента, учитывающего зависимость параметров каротажного кабеля от частоты, можно исходить из экспериментально определенных значений затухания и волнового сопротивления вблизи верхней границы рабочего диапазона частот. Из уравнений (4) для β и ρ могут быть вычислены значения R и L на определенной частоте. Добавочное сопротивление и индуктивность необходимо включить в последовательное звено эквивалента. Целесообразно включение осуществить в виде параллельной ячейки $L'R'$ (см. рис. 1.6), активное сопротивление которой повышается с ростом частоты, то есть по характеру изменения совпадает с частотной зависимостью активного сопротивления кабеля. Значения L' и R' находятся из равенства

$$R + j\omega L = R_0 + \frac{R' j\omega L'}{R' + j\omega L'},$$

где R_0 - сопротивление 1 км кабеля на постоянном токе.

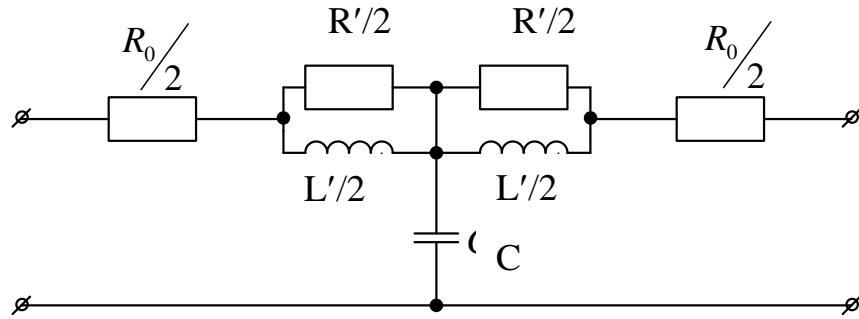


Рис. 1.6. Схема Т-образной ячейки эквивалента, учитывающего зависимость параметров кабеля от частоты.

В соответствии с вышеизложенным в настоящей лабораторной работе используется эквивалент каротажного кабеля, представляющий собой цепочечную схему, состоящую из ряда Т-образных звеньев. Параметры Т – образного звена следующие (см. рис. 1.6):

$$R_0 = 8.3 \text{ Ом}, R' = 138 \text{ Ом}, L' = 161 \text{ мкГн}, C = 0,033 \text{ мкФ}.$$

"Длину" подобной Т-образной ячейки, задавшись ранее принятой погрешностью, можно посчитать по формуле:

$$l \leq \frac{\sqrt{1.2}}{\gamma} = \frac{\sqrt{1.2}}{\sqrt{\omega C \sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}}}, \quad (19)$$

Расчеты, выполненные для одножильного бронированного кабеля, показывают, что с удовлетворительной точностью используемый эквивалент может служить эквивалентом кабеля, причем каждая Т-образная ячейка "заменяет" 0,33 км кабеля (3 ячейки на 1 км).

Измерение модуля волнового сопротивления осуществляется при помощи схемы, приведенной на рис. 1.7. При измерении на выходе звукового генератора поддерживается напряжение, равное 10 В.

Измерение проводят при замкнутом (короткое замыкание) и разомкнутом (холостой ход) ключе на выходе кабельной линии.

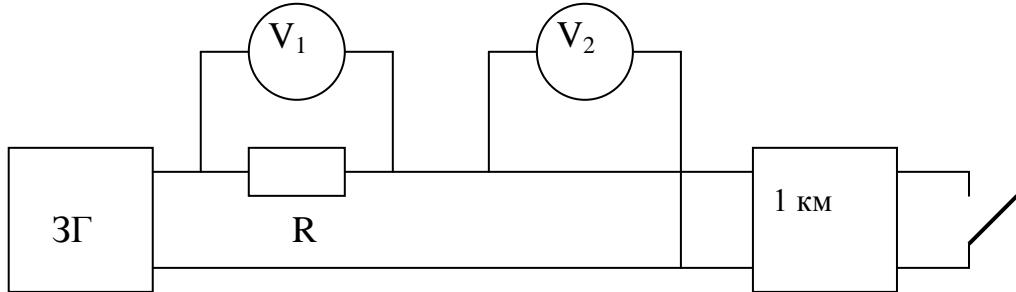


Рис. 1.7. Схема для измерения модуля волнового сопротивления кабеля.

3Г – звуковой генератор, R эталонное сопротивление, равное 100 Ом, V₁, V₂ – вольтметры, «1 км» - эквивалент бронированного каротажного кабеля.

Модуль волнового сопротивления определяется по формуле(20):

$$|Z_B| = \sqrt{Z_{x.x.} Z_{k.z.}} = \sqrt{\frac{U_{2x.x.} U_{2k.z.} R^2}{U_{1x.x.} U_{1k.z.}}} \quad (20)$$

где U_{1x.x.}, U_{1k.z.} – падения напряжения на эталонном сопротивлении соответственно при разомкнутом и замкнутом ключе на выходе кабельной линии,

U_{2x.x.}, U_{2k.z.} - падения напряжения на входе кабельной линии соответственно при разомкнутом и замкнутом ключе на выходе кабельной линии,

R – эталонное сопротивление, равное 100 Ом.

Порядок проведения лабораторной работы.

Приступать к выполнению лабораторной работы разрешается только после изучения теоретической части настоящего описания. Последовательность проведения работы указана ниже.

Переход к следующему пункту разрешается только после выполнения предыдущего и устранения всех замеченных неисправностей.

1 Подготовка рабочего места для проведения лабораторной работы.

Для выполнения работы требуются следующие приборы:

- Генератор сигналов специальной формы SFG-2110,
- Мультиметр цифровой APPA-205,
- Осциллограф универсальный GOS-620FG.

1. Установка формы сигнала генератора:

1.1 Нажать клавишу **WAVE** для выбора формы выходного сигнала, форма сигнала будет изменяться каждый раз при нажатии на эту клавишу в следующем порядке: синусоидальный сигнал, прямоугольный сигнал, треугольный сигнал. Индикатор на дисплее показывает выбранную форму выходного сигнала.

2. Установка частоты генератора:

2.1 Наберите требуемое числовое значение частоты;

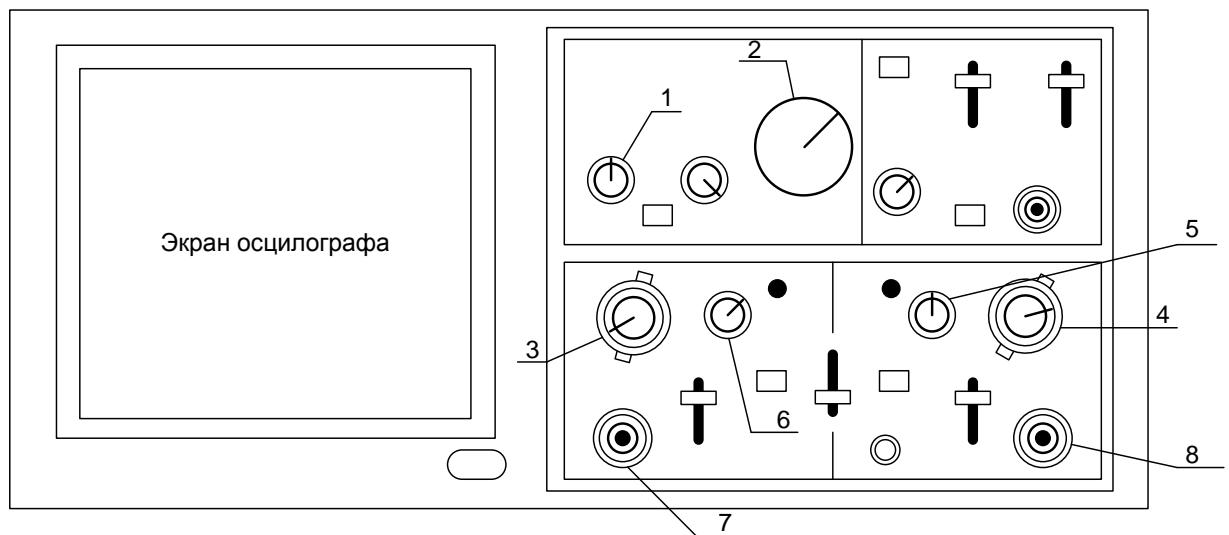
2.2 Для выбора порядка значения частоты нажмите кнопку на передней панели генератора;

2.3 Дополнительно можно использовать клавиши **<-**, **->** и поворотный переключатель для настройки требуемой частоты;

3. Подготовка мультиметра к работе:

3.1 Установить «переключатель режимов измерений» в положение $V\sim$;

4. Работа с осциллографом:



1-положение изображения сигнала относительно оси «Х»

2-развертка(масштаб изображения сигнала относительно оси «Х»)

3-масштаб изображения сигнала для канала «А» относительно оси «У» (напряжение)

4- масштаб изображения сигнала для канала «В» относительно оси «У» (напряжение)

5-положение изображения сигнала относительно оси «У» (для канала «А»)

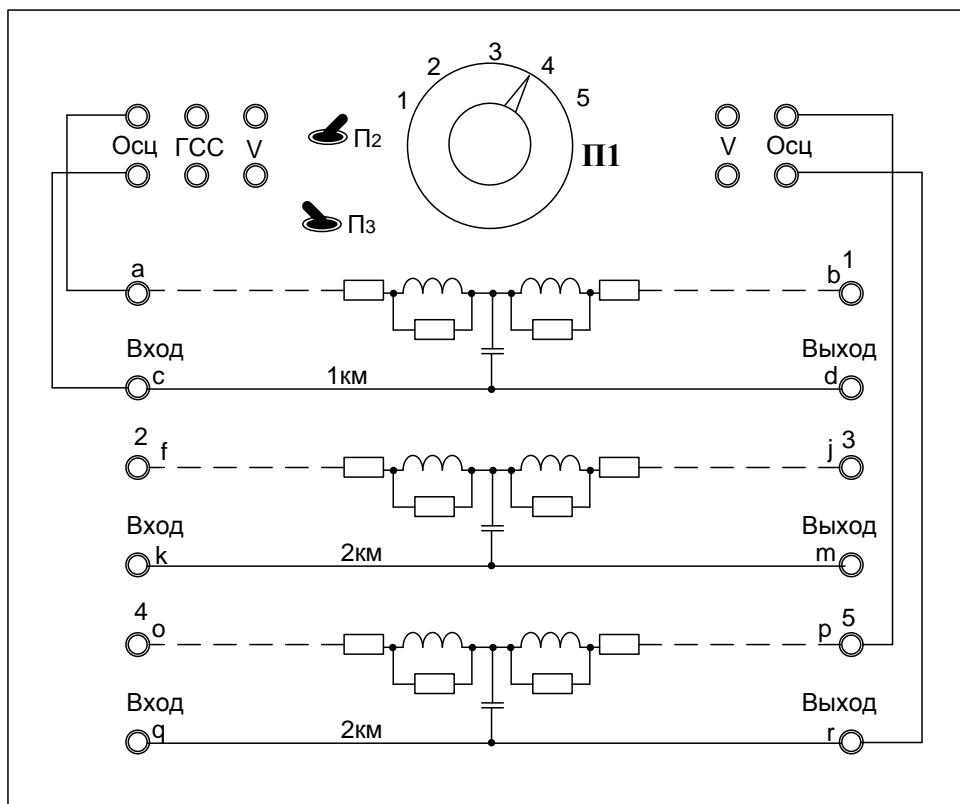
6-положение изображения сигнала относительно оси «У» (для канала «В»)

7-вход канала «А»

8- вход канала «В»

Выполнение лабораторной работы.

1. Подготовить конспект
2. Ознакомиться с порядком проведением данной работы.
3. Собрать схему лабораторной установки



4. Подсоединить осциллограф к клемме с надписью «Осц», генератор к клемме «ГСС», а мультиметры к клеммам с надписью «V», на вход и выход соответственно.

5. Исследовать эквивалентные схемы для 1, 3 и 5 километров для синусоидального сигнала.

5.1. Эквивалентная схема для 1 км (соединить клеммы 1 и 5).

5.1.1. Провести измерения для эквивалента 1 км при нагрузке 65 Ом. Для этого переключатель П1 поставить в положение 2, что соответствует нагрузке на входе и выходе 65 Ом.

- Убедиться в том, что на генераторе установлена частота 20 Гц, нулевая амплитуда и установлена синусоидальная форма сигнала.

- На генераторе установить максимальную амплитуду сигнала, но не более 10 В.

- Показания вольтметров на входе и выходе эквивалента каротажного кабеля занести в таблицу 1.

- Установить на генераторе частоту 50 Гц и повторить измерения.
- Изменяя частоту генератора от 20 Гц до 200 кГц снять амплитудно-частотную характеристику эквивалента кабеля. Частоту менять следующим образом: 20Гц, 50Гц, 100Гц, далее устанавливать частоту, кратную 20, 50 и 100 (20×10^n , 50×10^n , 100×10^n , где $n=1,2,3,4$).
- Одновременно с амплитудно-частотной характеристикой снять фазо-частотную характеристику. Измерения проводить с помощью осциллографа следующим образом. Добиться, чтобы амплитуды входного и выходного сигналов были примерно одинаковы (рис.1.8). По сетке экрана осциллографа измерить расстояние между вершинами входной (синий цвет) синусоиды – l_1 и между вершинами входной и выходной (розовый цвет) синусоид – l_2 . Полученные данные занести в таблицу 1.

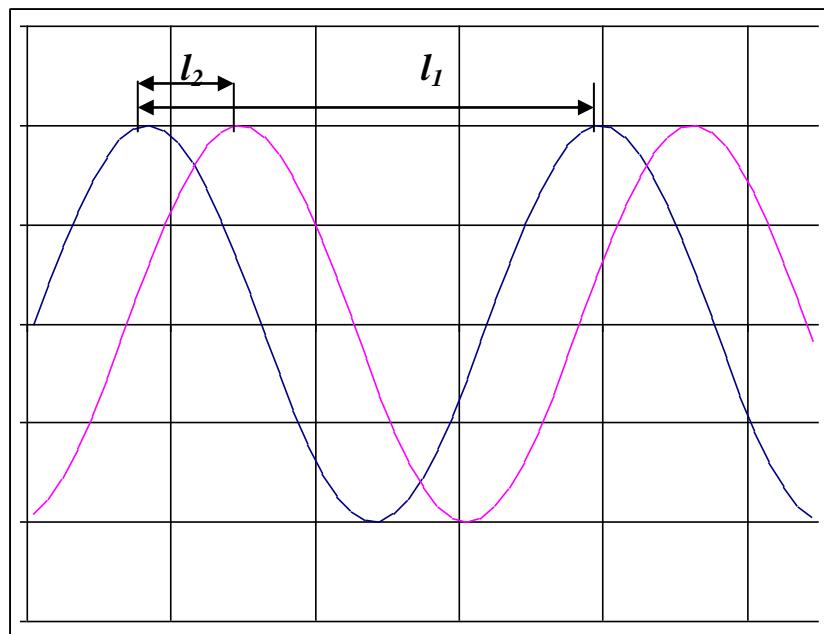


Рис.1.8.

Фазовый сдвиг рассчитывается по формуле:

$$\varphi = \frac{l_2}{l_1} \cdot 360^\circ$$

5.1.2. Аналогично пункту 5.1.1 провести измерения для эквивалента 1 км при нагрузке 200 Ом. Для этого переключатель П1 поставить в положение 3, что соответствует нагрузке на входе и выходе 200 Ом.

5.1.3. Аналогично пункту 5.1.1 провести измерения для эквивалента 1 км при нагрузке 1000 Ом. Для этого переключатель П1 поставить в положение 4, что соответствует нагрузке на входе и выходе 1000 Ом.

5.2. Аналогично пункту 5.1 провести измерения для эквивалента 3 км. Для этого снять перемычку между клеммами 1 и 5 и соединить клеммы 1 - 2 и 3 – 5.

5.3. Аналогично пункту 5.1 провести измерения для эквивалента 5 км. Для этого снять перемычку между клеммами 3 и 5 и соединить клеммы 1 - 2 и 3 – 4.

6. Исследовать эквивалентные схемы для 1, 3 и 5 километров для импульсного сигнала.

6.1. Эквивалентная схема для 1 км. Для этого соединить клеммы 1 и 5.

6.1.1. Провести измерения для эквивалента 1 км при нагрузке 65 Ом. Для этого переключатель П1 поставить в положение 2, что соответствует нагрузке на входе и выходе 65 Ом.

- Убедиться в том, что на генераторе установлена частота 20 Гц, нулевая амплитуда и установлена импульсная форма сигнала.
- На генераторе установить максимальную амплитуду сигнала.
- Снять показания вольтметров на входе и выходе эквивалента каротажного кабеля.

- Установить на генераторе частоту 50 Гц и повторить измерения.

- Изменяя частоту генератора от 20 Гц до 200 кГц снять амплитудно-частотную характеристику эквивалента кабеля. Частоту менять следующим образом: 20Гц, 50Гц, 100Гц, далее устанавливать частоту, кратную 20, 50 и 100 (20×10^n , 50×10^n , 100×10^n , где $n=1,2,3,4$).

- Одновременно с амплитудно-частотной характеристикой снять осциллограммы входного и выходного сигнала на каждой частоте.

6.1.2. Аналогично пункту 6.1.1 провести измерения для эквивалента 1 км при нагрузке 200 Ом. Для этого переключатель П1 поставить в положение 3, что соответствует нагрузке на входе и выходе 200 Ом.

5.1.3. Аналогично пункту 6.1.1 провести измерения для эквивалента 1 км при нагрузке 1000 Ом. Для этого переключатель П1 поставить в положение 4, что соответствует нагрузке на входе и выходе 1000 Ом.

6.2. Аналогично пункту 6.1 провести измерения для эквивалента 3 км. Для этого снять перемычку между клеммами 1 и 5 и соединить клеммы 1 - 2 и 3 – 5.

6.3. Аналогично пункту 6.1 провести измерения для эквивалента 5 км. Для этого снять перемычку между клеммами 3 и 5 и соединить клеммы 1 - 2 и 3 – 4.

7. Измерение модуля волнового сопротивления.

Измерение модуля волнового сопротивления проводится на компьютере при помощи пакета Work Bench.

7.1. Собрать схему одной ячейки эквивалента каротажного кабеля (см. рис.1.6). Параметры ячейки приведены на стр. 22.

7.2. Объединить три ячейки. В результате получим схему эквивалента одного километра каротажного кабеля.

- 7.3. Собрать схему измерения (рис.1.7).
- 7.4. Провести измерения напряжений $U_{1x.x.}$, $U_{1к.з.}$, $U_{2x.x.}$, $U_{2к.з.}$.
Занести полученные данные в таблицу 2.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

- краткий конспект теории;
- таблицы по форме 1 для эквивалентов кабеля различной длины при различных сопротивлениях генератора и нагрузки;
- расчет фазовых характеристик;
- расчет коэффициентов затухания;
- графики полученных зависимостей коэффициента затухания и фазового сдвига между входным и выходным воздействием от частоты эквивалентов кабеля длины при различных сопротивлениях генератора и нагрузки;
- осциллограммы входных и выходных сигналов для исследования импульсного сигнала;
- таблицы по форме 2 для эквивалентов кабеля различной длины;
- расчет модуля волнового сопротивления;
- графики модуля волнового сопротивления для эквивалентов кабеля различной длины
- расчет изменения рабочего коэффициента затухания по формуле (12);
- графики зависимости изменения рабочего коэффициента затухания от частоты.

Таблица 1

f , Гц	
$U_{вх}$, В	
$U_{вых}$, В	
β	
ℓ_1 , мм	
ℓ_2 , мм	
φ	

Таблица 2

f , Гц	
$U_{1х.х.}$, В	
$U_{1к.з.}$, В	
$U_{2х.х.}$, В	
$U_{2к.з.}$, В	
$ Z_c $, Ом	

Лабораторная работа № 2

«Активные RC-фильтры».

Настоящая лабораторная работа выполняется с целью изучения свойств различных типов электрических низкочастотных фильтров и, в частности, активных RC-фильтров.

Назначение фильтров.

Фильтры предназначены для:

1. выделения необходимой полосы частот электрических сигналов в усилителях, радиоприемных и радиопередающих устройствах, системах передачи информации с частотным разделением каналов, специальной радиоизмерительной аппаратуре и т.д.;
2. подавление индустриальных шумов и помех;
3. корректирование частотных характеристик различных электронных устройств.

Основные электрические характеристики и типы фильтров.

К основным электрическим характеристикам фильтров относятся:

1. амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи

$$K(f) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

где $U_{\text{вых}}$ - напряжение на выходе фильтра;

$U_{\text{вх}}$ - напряжение на его входе.

2. фазочастотная характеристика коэффициента передачи $\varphi(f)$.
 3. частотные характеристики входного $Z_{\alpha x}(f)$ и выходного $Z_{\alpha_{\text{вых}}}(f)$ сопротивлений.
 4. частотные характеристики входного и выходного характеристических сопротивлений.
 5. частотная характеристика коэффициента затухания
- $$b(f) = 20 \lg \frac{1}{K(f)} \text{ (дБ).}$$
6. частота среза f_c .

В зависимости от полосы пропускания электрические фильтры разделяются на следующие типы:

1. фильтры нижних частот (ФНЧ), пропускающие электрические сигналы с частотами от 0 до частоты среза f_c ;
2. фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие электрические сигналы от частоты среза f_c до ∞ ;
3. резонансные фильтры, пропускающие электрические сигналы в полосе частот $2\Delta f$ около резонансной частоты f_0 ;
4. полосовые фильтры, пропускающие электрические сигналы в полосе частот от f_1 до f_2 ;
5. заграждающие фильтры, не пропускающие электрические сигналы в полосе частот от f_1 до f_2 .

Избирательность электрического фильтра, определяемая характеристикой коэффициента затухания, и частотная зависимость характеристического сопротивления фильтра являются важнейшими электрическими характеристиками фильтров. Чем больше крутизна скатов характеристики коэффициента затухания, больше затухание в полосе непропускания, меньше и равномернее затухание в полосе

пропускания, тем лучше фильтр. При несогласовании характеристического и нагрузочного сопротивлений ухудшается характеристика коэффициента затухания фильтра. Обычно стремятся к тому, чтобы характеристическое сопротивление фильтра в полосе пропускания обладало необходимым постоянством. В этом случае при нагрузке фильтра на активное сопротивление, входное сопротивление фильтра будет также наиболее постоянным, что позволяет обеспечить режим наилучшего согласования и работы фильтра.

Способы реализации фильтров.

Рассмотрим некоторые типы RC-фильтров.

I. Пассивные RC-фильтры.

a. RC-фильтры низких частот (рис.1 а,б).

Частотная и фазовая характеристики ФНЧ определяются по формулам:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\varphi = \arctg \omega RC.$$

b. RC-фильтры верхних частот (рис.1 в,г).

Частотная и фазовая характеристики ФВЧ определяются по формулам:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}}$$

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC}.$$

c. Полосовой RC-фильтр (рис.1 д) состоит из одного звена ФВЧ и одного звена ФНЧ, включенных последовательно.

d. Заграждающий RC-фильтр (рис.1 е) состоит из одного звена ФНЧ и одного звена ФВЧ, включенных параллельно.

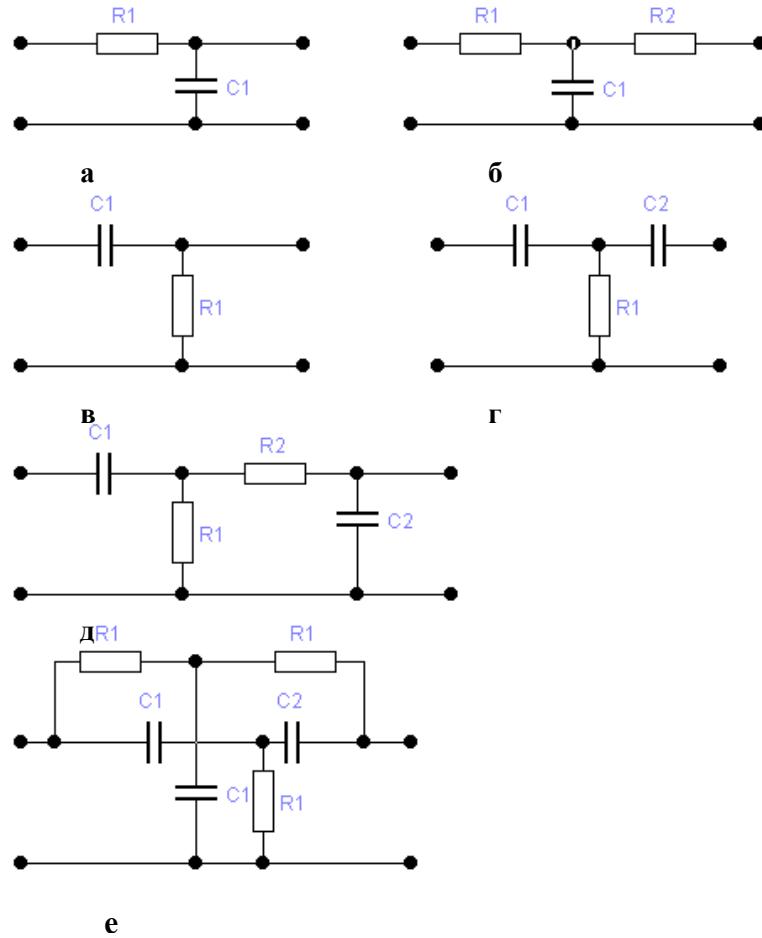


Рис. 1. Пассивные RC-фильтры

Преимуществами пассивных RC-фильтров являются небольшие габариты, простота изготовления и регулировки, малая чувствительность к посторонним магнитным полям и возможность изготовления фильтров, работающих на очень низких частотах. Недостаток этих фильтров – малая крутизна спада характеристики коэффициента затухания.

С разработкой интегральных операционных усилителей появилось новое направление проектирования активных фильтров на

базе операционных усилителей (ОУ). В активных фильтрах применяются резисторы, конденсаторы и усилители (активные компоненты). В дальнейшем активные фильтры почти полностью заменили пассивные. Сейчас пассивные фильтры применяются только на высоких частотах (выше 1 МГц), за пределами частотного диапазона большинства ОУ широкого применения. Но даже во многих высокочастотных устройствах, например в радиопередатчиках и приемниках, традиционные пассивные RC-фильтры заменяют кварцевыми фильтрами и фильтрами на поверхностных акустических волнах.

II. Активные RC-фильтры.

В данной лабораторной работе рассматриваются активные RC-фильтры второго порядка с многопетлевой обратной связью.

Приведем схемы конкретных реализаций фильтров.

a. Фильтр нижних частот с многопетлевой ОС.

Схема ФНЧ приведена на рис.2.

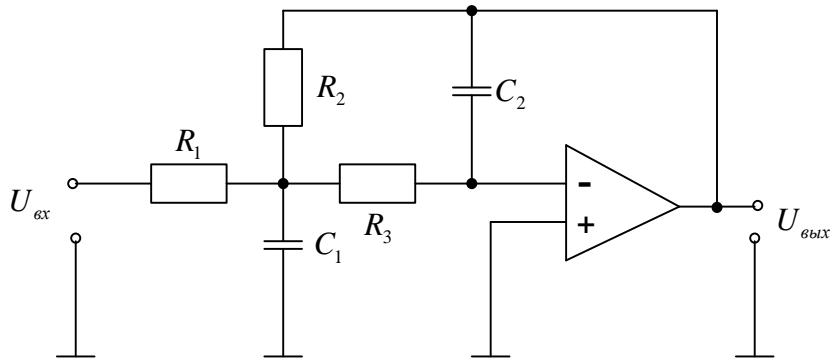


Рис. 2. Схема активного фильтра нижних частот.

Приведенный фильтр представляет собой фильтр второго порядка, инвертирующий, со средними значениями добротности. К достоинствам этого фильтра следует отнести то, что существует возможность построения такого фильтра с $|K| < 1$, а также его

относительно невысокую чувствительность к отклонениям значений элементов. Недостатком является относительно малое входное сопротивление.

Параметры схемы:

$$K = \frac{R_1}{R_2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_2}{R_3}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{R_2 R_3}{R_1^2}\right)^{\frac{1}{2}}}.$$

Если важны все три параметра схемы K , ω_0 и Q_F , то настройка оказывается достаточно сложной, поскольку они зависят от значений всех трех резисторов. Если же величина K не столь важна, как остальные, то ω_0 можно настроить с помощью R_2 или R_3 , а Q_F - с помощью R_1 .

b. Фильтр верхних частот с многопетлевой обратной связью.

Схема ФВЧ приведена на рис.3.

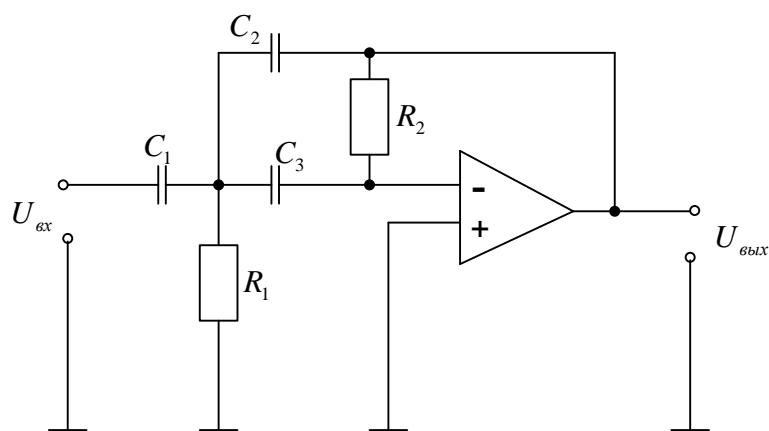


Рис. 3. Схема активного фильтра верхних частот.

Приведенный фильтр представляет собой фильтр второго порядка, инвертирующий, имеющий малые и средние значения добротности. Достоинства этого фильтра такие же, как у ФНЧ, приведенного на рис.2. К недостаткам относятся сложность настройки и менее стабильный коэффициент передачи. Нестабильность коэффициента передачи обусловлена тем, что он определяется отношением емкостей двух конденсаторов.

Параметры схемы:

$$|K| = C_1 \bigg/ C_2$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}$$

$$Q_F = \frac{\left(R_2 \bigg/ R_1 \right)^{\frac{1}{2}}}{\frac{C_1}{\sqrt{C_2 C_3}} + \left(C_3 \bigg/ C_2 \right)^{\frac{1}{2}} + \left(C_2 \bigg/ C_3 \right)^{\frac{1}{2}}}.$$

Настройка фильтра оказывается сложной задачей, поскольку в схеме имеются только два резистора, а Q_F и ω_0 одновременно зависят от сопротивлений обоих резисторов. Подстройка Q_F и ω_0 проводится методом последовательных приближений.

с. Полосовой фильтр с многопетлевой ОС.

Схема полосового фильтра приведена на рис.4.

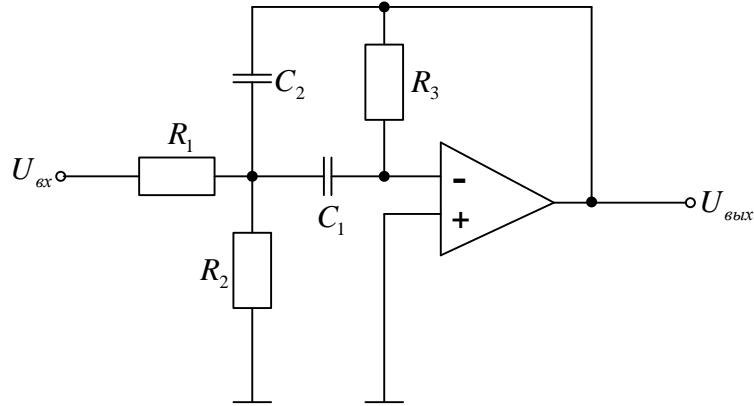


Рис. 4. Схема полосового фильтра.

Приведенная схема является инвертирующей, при введении положительной ОС возможно получение значений Q до 20. К недостаткам следует отнести то, что коэффициент передачи и добротность должны удовлетворять следующему условию:

$$|K| < 2Q^2$$

Параметры схемы:

$$|K| = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{C_1}{(C_1 + C_2)}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\frac{C_1}{C_2} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{C_2}{C_1} \right)^{\frac{1}{2}}}$$

полоса пропускания по уровню – 3дБ

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

Настройка этой схемы представляет определенную сложность, так как ω_0 и Q_F зависят от сопротивлений одних и тех же резисторов. Отметим, что центральную частоту можно изменить независимо от $\Delta\omega$ с помощью R_1 или R_2 (но при этом изменяется и коэффициент передачи K).

d. Резонансный фильтр с двойным Т-образным мостом.

Схема резонансного фильтра представлена на рис.5.

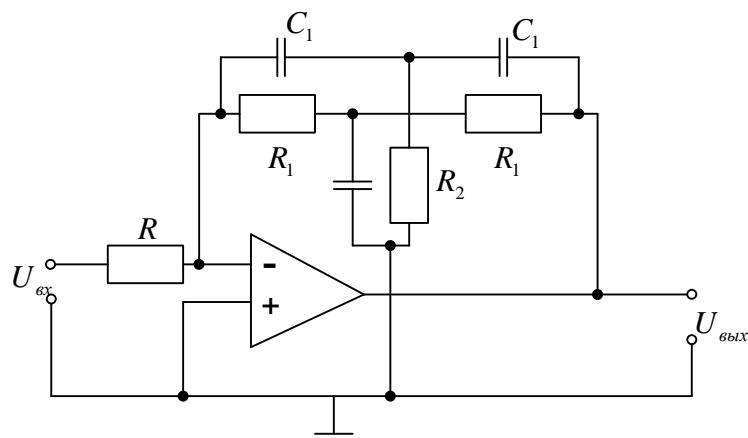


Рис.5. Схема резонансного фильтра.

Приведенная схема является инвертирующей. Недостатком данной схемы является необходимость тщательного согласования резисторов и конденсаторов.

Частота резонанса определяется:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}.$$

Сложность настройки схемы заключается в тщательном подборе резисторов и конденсаторов.

е. Полосовой заграждающий фильтр с многопетлевой обратной связью.

Схема полосового подавляющего фильтра приведена на рис.6.

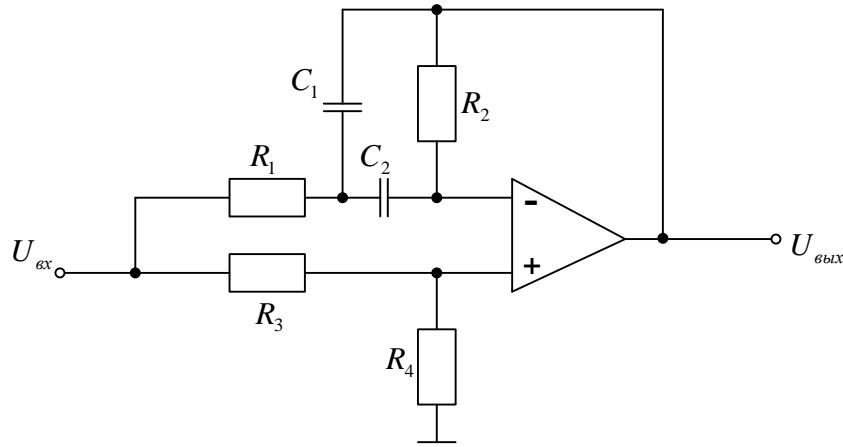


Рис. 6. Схема полосового заграждающего фильтра.

Схема является неинвертирующей. К достоинствам данной схеме относятся применение только одного ОУ и использование в схеме всего двух конденсаторов. К недостаткам относятся необходимость точного согласования элементов, малые значения добротности и сложность настройки.

Параметры схемы:

$$K = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{\frac{1}{2}}}.$$

Для получения нулевого коэффициента передачи (бесконечного ослабления) на частоте ω_0 , должно выполняться соотношение:

$$\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1}$$

Этот фильтр похож на рассмотренный ранее полосовой фильтр с многопетлевой обратной связью. Его можно рассматривать как комбинацию из полосового фильтра, собранного на основе инвертирующего входа ОУ, и линейного усилителя с постоянным коэффициентом передачи (определенным резисторами R_3 и R_4), образованного неинвертирующим входом ОУ. Сигнал полосового фильтра вычитается из сигнала линейного усилителя. Неточности подбора номиналов элементов, их дрейф и старение приводят к значительному ухудшению свойств фильтра.

Настройка фильтра представляет определенные сложности из-за взаимозависимости его параметров. Рекомендуемая последовательность действий сводиться к следующему:

- установить ω_0 с помощью R_1 или R_2 ;
- подстроить коэффициент подавления с помощью R_3 или R_4 .

Порядок проведения работы.

1. Смоделировать в Electronics WorkBench или MultiSim схему активного фильтра низких частот со следующими параметрами:

R_1 и R_2 взять равными 1 КОм;

$R_3=10$ КОм;

$C_1 = 2 \text{ мкФ};$

$C_2 = 0,1 \text{ мкФ}.$

На вход схемы подать переменное напряжение равное 1 В.

Вход «IN» Body Plotter подключить на вход схемы, вход «OUT»-на выход схемы. Открыть Body Plotter двойным щелчком мыши по «иконке» Body Plotter и нажать кнопку запуска в основном окне WorkBench.

Определить частоту среза фильтра.

Смоделировать фильтр нижних частот с частотой среза, заданной преподавателем.

Занести все данные в тетрадь.

Сохранить файл со схемой в свою директорию.

2. Смоделировать в Electronics WorkBench или MultiSim схему активного фильтра верхних частот со следующими параметрами:

$R_1 = 100 \text{ Ом};$

$R_2 = 2,7 \text{ КОм};$

C_1 и C_3 взять равными $0,01 \text{ мкФ};$

$C_2 = 200 \text{ пФ}.$

На вход схемы подать переменное напряжение равное 20 мВ.

Вход «IN» Body Plotter подключить на вход схемы, вход «OUT»-на выход схемы. Открыть Body Plotter двойным щелчком мыши по «иконке» Body Plotter и нажать кнопку запуска в основном окне WorkBench.

Определить частоту среза фильтра.

Смоделировать фильтр верхних частот с частотой среза, заданной преподавателем.

Занести все данные в тетрадь

Сохранить файл со схемой в свою директорию.

3. Смоделировать в Electronics WorkBench или MultiSim схему полосового фильтра со следующими параметрами:

$R_1=1,5$ КОм;

$R_2=1,6$ КОм;

$R_3=33$ КОм;

C_1 и C_2 взять равными 0,01 мкФ.

На вход схемы подать переменное напряжение равное 100 мВ.

Вход «IN» Body Plotter подключить на вход схемы, вход «OUT»-на выход схемы. Открыть Body Plotter двойным щелчком мыши по «иконке» Body Plotter и нажать кнопку запуска в основном окне WorkBench.

Определить полосу пропускания фильтра.

Смоделировать полосовой фильтр с полосой пропускания, заданной преподавателем.

Занести все данные в тетрадь

Сохранить файл со схемой в свою директорию.

4. Смоделировать в Electronics WorkBench или MultiSim схему резонансного фильтра со следующими параметрами:

$R_1=100$ КОм;

$R_2=27$ КОм;

$R=5,1$ КОм;

Все C взять равными 4700 пФ.

На вход схемы подать переменное напряжение равное 1 мВ.

Вход «IN» Body Plotter подключить на вход схемы, вход «OUT»-на выход схемы. Открыть Body Plotter двойным щелчком мыши по «иконке» Body Plotter и нажать кнопку запуска в основном окне WorkBench.

Определить резонансную частоту фильтра.

Смоделировать резонансный фильтр с частотой, заданной преподавателем.

Занести все данные в тетрадь

Сохранить файл со схемой в свою директорию.

5. Смоделировать в Electronics WorkBench или MultiSim схему полосового подавляющего фильтра со следующими параметрами:

$$R_1 = 1,5 \text{ КОм};$$

$$R_2 = 33 \text{ КОм};$$

$$R_3 = 1,5 \text{ КОм};$$

$$R_4 = 16 \div 20 \text{ КОм};$$

C_1 и C_2 взять равными 0,01 мкФ.

На вход схемы подать переменное напряжение равное 0,5 В.

Вход «IN» Body Plotter подключить на вход схемы, вход «OUT»-на выход схемы. Открыть Body Plotter двойным щелчком мыши по «иконке» Body Plotter и нажать кнопку запуска в основном окне WorkBench.

Определить частоту заграждения фильтра.

Смоделировать полосовой подавляющий фильтр с частотой, заданной преподавателем.

Занести все данные в тетрадь

Сохранить файл со схемой в свою директорию.

Отчет по лабораторной работе должен содержать схемы фильтров с рассчитанными параметрами.

Анатолий Сергеевич МОИСЕЕНКО, Ирина Валентиновна ЕГОРОВА
«Структуры ИИС»
Сборник лабораторных работ
Сводный тем. план 2014 г.

Подписано в печать

Формат 60x90/16

Объем уч.-изд.л.

Тираж 50 экз.

Заказ №

РГУ нефти и газа имени И.М.Губкина, Отдел оперативной
полиграфии.

117917, Москва, ГСП-1, Ленинский просп., 65