

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ**



ПОБЕДИТЕЛЬ КОНКУРСА ИННОВАЦИОННЫХ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ПРОГРАММ ВУЗОВ

А.Ю. Гришенцев

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ. МОДЕЛИРОВАНИЕ.
ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ДВУХПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ**

Учебное пособие



Санкт-Петербург

2009

УДК 621.396.669.1+004.942

Гришенцев А.Ю. Электрические фильтры. Моделирование. Применение для защиты двухпроводных линий /учебное пособие.– СПб: СПбГУ ИТМО, 2009.–52 с.

В пособии рассмотрены принципы работы электрических фильтров и их применение в двухпроводных линиях. Особое внимание уделено моделированию электрических фильтров с использованием схемотехнических и численных методов.

Пособие адресовано студентам высших учебных заведений обучающимся по направлению 210202.65.08 «Проектирование и технология электронных средств» и по специальности 0900104.65 «Комплексная защита объектов информатизации».

Рекомендовано к печати кафедрой Проектирования компьютерных систем от 16 апреля 2009 г., протокол № 8.



СПбГУ ИТМО стал победителем конкурса инновационных образовательных программ вузов России на 2007-2008 годы и успешно реализовал инновационную образовательную программу «Инновационная система подготовки специалистов нового поколения в области информационных и оптических технологий», что позволило выйти на качественно новый уровень подготовки выпускников и удовлетворять возрастающий спрос на специалистов в информационной, оптической и других высокотехнологичных отраслях науки. Реализация этой программы создала основу формирования программы дальнейшего развития вуза до 2015 года, включая внедрение современной модели образования.

© СПб ГУ ИТМО, 2009
© Гришенцев А.Ю., 2009

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	4
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ	4
Понятие многополюсника	4
Резонансные явления и частотные характеристики	5
Резонанс в случае последовательного соединения участков r, L, C	5
Четырехполюсники и их уравнения	7
Характеристические параметры четырехполюсника	8
Передаточные функции согласованных четырехполюсников	9
Электрические фильтры	10
Экспериментальное определение характеристик	11
Вольтамперная характеристика диода	12
Электрическая линия как канал утечки информации	14
Обзор методов защиты двухпроводных линий от утечки информации	16
Назначение фильтра «Гранит-8», особенности его эксплуатации	19
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ФИЛЬТРОВ	21
Метод контурных токов	21
Решение линейной системы уравнений с комплексными коэффициентами с помощью «Mathematica»	24
Моделирование АЧХ фильтра «Гранит-8»	25
Результаты аналитического моделирования, их обсуждение	28
Схмотехническое моделирование фильтра, с помощью «Micro-Cap»	34
Схмотехническое моделирование вольт-амперной характеристики полупроводникового диода	38
Численные дискретные фильтры на основании преобразований Фурье	39
Пример использования ДПФ для фильтрации данных	42
ПРАКТИЧЕСКАЯ, ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ	45
Общие замечания	45
Объект исследования	46
Экспериментальные измерения	47
Обработка данных	47
Выводы	48
РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА	49
Типографские издания	49
Электронные ресурсы	49
КАФЕДРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ	51

ВВЕДЕНИЕ

В пособии рассмотрены некоторые методы защиты двухпроводных линий от утечки информации. Особое внимание уделено применению фильтров. Опыт практической работы со студентами показал, что недостаточное знание принципов работы электрических фильтров затрудняют понимание их применения в технических устройствах. Рассмотрены принципы работы и анализа фильтров, как с точки зрения электротехнического устройства, являющегося совокупным энергоинформационным преобразователем, так и с точки зрения информационного преобразователя основанного на дискретных операциях Фурье.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Понятие многополюсника

Электротехнические устройства обладающие числом n – зажимов (входных или выходных) в электротехнике принято называть n – полюсником, например: двухполюсник, трехполюсник, четырехполюсник и т. д. Такие устройства носят название многополюсников – пассивных, если внутри них отсутствуют источники энергии, и активных, если внутри них содержатся источники энергии. Многополюсники можно классифицировать по наличию в них нелинейных элементов, многополюсник содержащий полупроводниковые элементы именуют нелинейным, иначе линейным. Многополюсник имеющий порядок n всегда можно преобразовать к монополюснику имеющему порядок $n+1$, обратное преобразование возможно не всегда. С точки зрения электротехники многополюсник можно охарактеризовать набором определенных параметров, например, линейный пассивный двухполюсник характеризуется значением комплексного сопротивления Z или проводимости Y :

$$Z = r + jx = ze^{j\varphi}; \quad Y = 1/Z = g + jb = ye^{-j\varphi} \quad (1)$$

где: r – активное сопротивление, g – активная проводимость, x – реактивное сопротивление, b – реактивная проводимость, φ – фаза, z – модуль комплексного сопротивления, y – модуль проводимости. Причем значения z , y , φ можно определить как:

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}; \quad y = \sqrt{g^2 + b^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{x}{r} = \arctg \frac{b}{g}. \quad (2)$$

Резонансные явления и частотные характеристики

Реактивные сопротивления и проводимости (величина обратная сопротивлению) отдельных участков цепи могут быть как положительными, так и отрицательными и, следовательно, могут взаимно компенсироваться. Поэтому возможны случаи, когда, несмотря на наличие в цепи реактивных элементов (катушек индуктивностей, конденсаторов) входное реактивное сопротивление или входная реактивная проводимость равны нулю. В таком случае эквивалентное сопротивление цепи активное, а ток и напряжение на входе цепи совпадают по фазе. Такое явление называют резонансом.

К частотным характеристикам цепи принято относить зависимости величин характеризующих данную цепь от частоты. Примером такой величины может явиться зависимость комплексного сопротивления Z или проводимости Y (1.1), от круговой частоты ω . Напомним, что круговая частота ω [рад/с] является частотой прямо пропорциональной частоте f [1/с, Гц] и вычисляется по формуле:

$$\omega = 2\pi f \quad (3)$$

Зависимости действующих токов I в цепи, напряжений U на зажимах цепи и на отдельных ее участках, а также активной и реактивной мощностей в цепи от частоты при неизменном значении одной из этих величин, характеризуют изменение режима цепи при изменении частоты, также могут рассматриваться как частотные характеристики.

Резонанс в случае последовательного соединения участков r, L, C

Комплексное сопротивление цепи, состоящей из последовательного соединенных участков r, L, C и образующих двухполюсник (рис. 1), определяется как:

$$Z = r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = r + jx = ze^{j\varphi} \quad (4)$$

Резонанс будет иметь место в случае если $\varphi=0$, т.е.:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{r}, \quad (5)$$

что возможно в случае:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (6)$$

Резонанса можно достичь, изменяя или частоту приложенного к цепи напряжения, или индуктивность катушки, или емкость конденсатора. При этом значения угловой частоты, индуктивности и емкости, при которых наступает резонанс, определяются формулами:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad L_0 = \frac{1}{\omega^2 C}; \quad C_0 = \frac{1}{\omega^2 L}. \quad (7)$$

Частоту ω_0 называют резонансной частотой.

Если напряжение U на зажимах цепи и активное сопротивление r цепи не изменяется, то ток в рассматриваемой цепи при резонансе имеет наибольшее значение, равное U/r , не зависящее от значений реактивных сопротивлений. Векторная диаграмма в случае резонанса приведена на рис. 1. Если реактивные сопротивления $x_c = x_L$ при резонансе превосходят по значению сопротивление r , то напряжение на зажимах реактивной катушки и конденсатора могут превосходить, и иногда весьма значительно, напряжения на зажимах цепи.

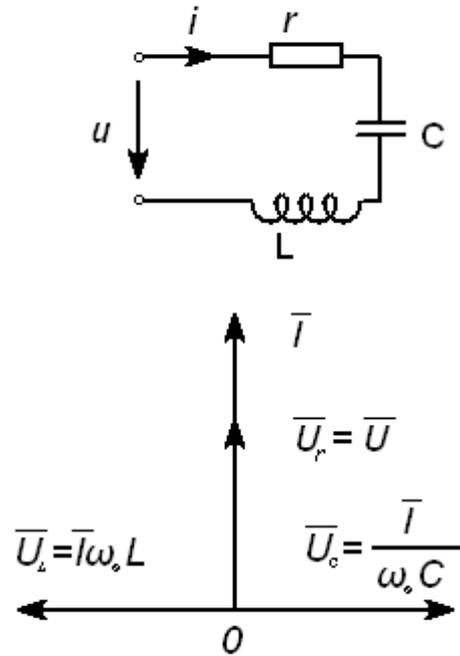


Рисунок 1. RLC контур, векторная диаграмма.

Резонанс при последовательном соединении называют резонансом напряжений. Превышение напряжения на реактивных элементах цепи над напряжением на зажимах цепи имеет место при условии:

$$r < \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho. \quad (8)$$

Величина $\sqrt{L/C}$, имеющая размерность сопротивления и обозначаемая ρ , носит название волнового сопротивления контура.

Отношение:

$$Q = \frac{U_{C0}}{U} = \frac{U_{L0}}{U} = \frac{I_0 \omega_0 L}{I_0 r} = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{\rho}{r}, \quad (9)$$

определяет кратность превышения напряжения на зажимах индуктивного и емкостного сопротивлений над напряжением на зажимах всей цепи. Величину Q определяющую резонансные свойства контура, называют

добротностью контура. Принято также резонансные свойства характеризовать величиной $1/Q$, называемой затуханием контура.

Мгновенные мощности на зажимах катушки индуктивности и конденсатора:

$$p_L = U_L I \sin 2\omega t \quad ; \quad p_C = -U_C I \sin 2\omega t \quad . \quad (10)$$

При резонансе, когда $U_L = U_C$, эти мощности в любой момент времени равны и противоположны по знаку. Это означает, что происходит обмен энергией между магнитным полем катушки и электрическим полем конденсатора, причем обмен энергией между полями цепи и источником, питающим цепь, не происходит, так как $W_M = W_E = const$, т.е. суммарная энергия полей в цепи остается постоянной. Источник энергии, питающий цепь, только покрывает расход энергии на участке с сопротивлением r .

Четырехполюсники и их уравнения

Многие электротехнические устройства, служащие для передачи и преобразования энергии или сигналов, имеют два входных и два выходных зажима, причем их внутренняя электрическая цепь может быть весьма сложной. Такие устройства относят к четырехполюсникам (рис. 2).

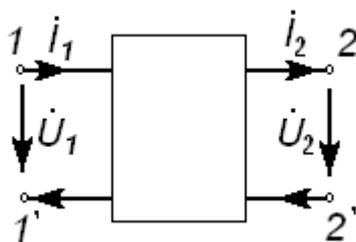


Рисунок 2. Четырехполюсник.

Существуют уравнения характеризующие четырехполюсник в общем виде, наиболее распространенная форма записи является такая при которой выходные величины \dot{U}_1 (комплексное напряжение) и \dot{I}_1 (комплексный ток) выражаются через входные \dot{U}_2 и \dot{I}_2 при помощи A -параметров:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 \end{cases} ; \quad (11)$$

или в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

где:

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{21}}; B = -\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}; C = \frac{1}{Z_{21}}; D = -\frac{Z_{22}}{Z_{21}}.$$

Комплексные сопротивления Z можно определить как: $Z_{11} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$ и $Z_{21} = \dot{U}_2 / \dot{I}_1$ при $\dot{I}_2 = 0$, питание четырехполюсника со стороны первичных зажимов $1-1'$ и разомкнуты вторичные $2-2'$; $Z_{22} = \dot{U}_2 / \dot{I}_2$ и $Z_{12} = \dot{U}_1 / \dot{I}_2$ при $\dot{I}_1 = 0$, питание четырехполюсника со стороны вторичных зажимов $2-2'$ и разомкнуты первичные $1-1'$.

Также существует форма записи уравнений четырехполюсника через Y -параметры и Z -параметры, более подробно со всеми формами записи и взаимными преобразованиями уравнений четырехполюсника можно ознакомиться в литературе по курсу ТОЭ [1].

Характеристические параметры четырехполюсника

На схеме (рис. 3) представлен четырехполюсник, подключенный зажимами $1-1'$ к источнику ЭДС \dot{E} с сопротивлением Z_1 , к зажимам $2-2'$ подключена нагрузка $Z_{нр}$. Схема называется характеристически согласованной если одновременно имеют место следующие условия входное сопротивление четырехполюсника между зажимами $1-1'$ равно сопротивлению Z_1 источника ЭДС; сопротивление четырехполюсника между зажимами $2-2'$ равно сопротивлению нагрузки $Z_{нр}$.

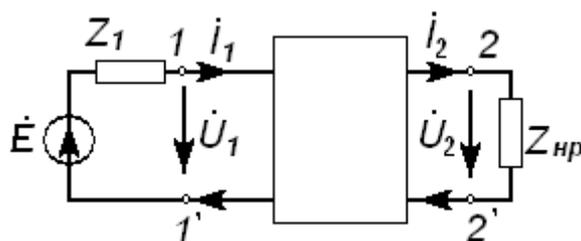


Рисунок 3. Четырехполюсник.

Характеристическими сопротивлениями четырехполюсника называют величины:

$$Z_{11'} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{AZ_{22'} + B}{CZ_{22'} + D} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}; \quad Z_{22'} = \frac{DZ_{11'} + B}{CZ_{11'} + A} = \sqrt{\frac{DB}{CA}}. \quad (13)$$

Характеристическим параметром определяющим меру передачи четырехполюсника (рис. 3) называется:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \ln \frac{\dot{U}_1 \dot{I}_1}{\dot{U}_1 \dot{I}_1}. \quad (14)$$

Величина Γ является комплексной величиной и называется мерой передачи четырехполюсника. В системе A -параметров (12), можно получить:

$$\Gamma = \frac{1}{2} \ln \left[\left(A + \sqrt{\frac{BCA}{D}} \right) \left(D + \sqrt{\frac{BCD}{A}} \right) \right] = \ln(\sqrt{AD} + \sqrt{BC}) \quad (15)$$

Для симметричных четырехполюсников вследствие равенства $A=D$ при наличии согласования:

$$\Gamma = \ln(A + \sqrt{BC}) = \ln \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \ln \frac{U_1}{U_2} + j(\psi_{U_1} - \psi_{U_2}) = \alpha + j\beta \quad (16)$$

Величина $\alpha = \ln \frac{U_1}{U_2}$ показывает, на сколько изменяется по модулю при переходе через четырехполюсник напряжение (или ток), и носит название коэффициент затухания, так как $U_2/U_1 = I_2/I_1 = e^{-\alpha}$. Величина $\beta = \psi_{U_1} - \psi_{U_2}$ показывает, насколько изменяется фаза напряжения (или тока), и носит название коэффициента фазы. Величины α и β измеряются: α – в неперах (Нп) и β – в радианах (рад). Если $\alpha = 1$ Нп, это означает, что напряжение U_2 меньше U_1 в 2,718 раза.

На практике такая единица затухания часто оказывается слишком большой, и поэтому используется еще одна единица измерения затухания, называемая децибел (дБ). При этом величина α вычисляется как:

$$\alpha = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (17)$$

Очевидно, имеют место равенства: 1 Нп = 8,686 дБ; 1 дБ = 0,115 Нп.

Передаточные функции согласованных четырехполюсников

Часто возникает задача нахождения тока $i_2(t)$ или напряжения $u_2(t)$ в некотором (втором) участке сложной цепи, возникающих под воздействием заданного тока $i_1(t)$ или напряжения $u_1(t)$ в другом (первом) участке цепи. Обозначив $i_2(t)$ или $u_2(t)$ через $x_1(t)$, а $i_1(t)$ или $u_1(t)$ через $x_2(t)$, используем понятие передаточной функции $K(p)$ от первого ко второму участку цепи, из соотношения:

$$K(p) = \frac{X_2(p)}{X_1(p)} \quad (18)$$

где: $X_1(p)$ и $X_2(p)$ – операторные изображения $x_1(t)$ и $x_2(t)$.

При наличии характеристического согласования легко определить передаточные функции четырехполюсника по напряжению и по току (рис. 3):

$$\frac{\dot{U}_1 \dot{I}_1}{\dot{U}_2 \dot{I}_2} = e^{2\Gamma} \quad ; \quad \dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{11}' \quad ; \quad \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_{22}' \quad (19)$$

Следовательно, передаточные функции четырехполюсника будут по напряжению:

$$K_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \sqrt{\frac{Z_{22'}}{Z_{11'}}} e^{-\Gamma}, \quad (20)$$

по току:

$$K_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \sqrt{\frac{Z_{11'}}{Z_{22'}}} e^{-\Gamma}. \quad (21)$$

Для симметричного четырехполюсника имеем:

$$K_U = K_I = e^{-\Gamma}. \quad (22)$$

Электрические фильтры

Фильтрацию сигналов можно производить по характеристикам, величины которых имеют некоторый диапазон, в котором можно выбрать и выделить интересующий нас интервал или интервалы, например: частоте, полярности, амплитуде и другим характеристикам.

Четырехполюсники, передаточные функции которых имеют резко выраженную избирательность для отдельных частот или полос частот, называют частотными электрическими фильтрами или просто электрическими фильтрами. Правильно сконструированный фильтр должен пропускать к приемнику сигналы практически без изменения их амплитуды в некотором диапазоне частот называемом полосой пропускания или зоной прозрачности, и не пропускать сигналы, частоты которых лежат вне полосы пропускания, т.е. находятся в так называемой полосе задерживания. По виду полосы пропускания различают: фильтры нижних частот (ФНЧ), полоса пропускания которых лежит в диапазоне от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_C$; фильтры верхних частот (ФВЧ), полоса пропускания которых находится в диапазоне от $\omega = \omega_C$ до $\omega = \infty$; полосовые фильтры (ПФ), полоса пропускания которых находится в диапазоне от $\omega = \omega_1$ до $\omega = \omega_2$, и заграждающие фильтры (ЗФ), полса пропускания которых находится в диапазоне от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_1$ и от $\omega = \omega_2$ до $\omega = \infty$. Заграждающие фильтры не пропускают сигналы, частоты которых лежат в диапазоне от $\omega = \omega_1$ до $\omega = \omega_2$.

По структуре и по способу фильтрации фильтры разделяются на две группы: лестничные и мостовые. Составной частью лестничных фильтров является симметричное Т- или П-образное звено (или антисимметричное Г-образное полувзено), а основной частью мостовых фильтров – симметричное мостовое звено.

Фильтрующие свойства лестничных фильтров можно улучшить, увеличив число звеньев, включаемых каскадно. Улучшение фильтрующих свойств мостовых схем достигается усложнением схем плеч основного звена.

Экспериментальное определение характеристик

Экспериментальное определение A -параметров несимметричного, пассивного четырехполюсника (12) удобно выполнять производя измерения \dot{U}_1, \dot{I}_1 и \dot{U}_2, \dot{I}_2 в режиме холостого хода т. е. когда $\dot{I}_2 = 0$, при $Z_{нр} = \infty$ (рис.1.3); в режиме короткого замыкания т. е. когда $\dot{U}_2 = 0$, при $Z_{нр} = 0$. При этом должны быть измерены не только модули соответствующих величин, но и фазы.

Далее можно произвести вычисления A -параметров:

$$\begin{cases} A = \frac{\dot{U}_{1X}}{\dot{U}_{2X}}; C = \frac{\dot{I}_{1X}}{\dot{U}_{2X}} \\ B = \frac{\dot{U}_{1K}}{\dot{I}_{2K}}; D = \frac{\dot{I}_{1K}}{\dot{I}_{2K}} \end{cases}, \quad (23)$$

где окончания индексов обозначают: K – короткого замыкания, X – холостого хода.

Коэффициенты четырехполюсника можно также рассчитать по данным опытов, измеряя в каждом только первичные либо только вторичные токи, в этом случае необходимо иметь данные как минимум трех опытов.

Определение сдвига фаз можно произвести следующим образом. На вход дулучевого осциллографа необходимо подать опорный сигнал и сигнал, фазу которого будем измерять. Опорным сигналом может явиться сигнал с генератора подаваемый на вход четырехполюсника $u_{вх}(t)$, сигналом фаза которого будет измеряться может быть выбран сигнал на выходе четырехполюсника $u_{вых}(t)$ (рис. 4).

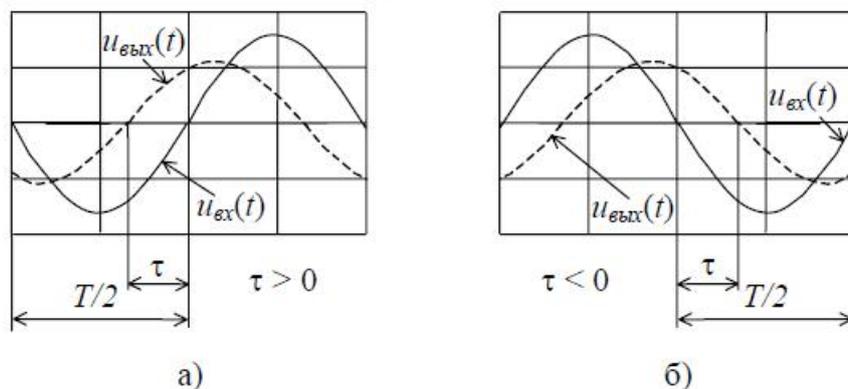


Рисунок 4. Определение сдвига фаз.

Измеряемой будет величина τ , тогда угол сдвига фазы можно рассчитать по следующей формуле:

$$\beta = 2\pi \frac{\tau}{T}, \quad (24)$$

где T – период колебания.

Экспериментально добротность колебательного контура можно вычислить на основании значений передаточной функции по напряжению: $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$. На графике зависимости $K(f)$ (рис. 5) необходимо отметить резонансную частоту $f_{\text{рез}}$ ($K(f_{\text{рез}}) = K_{\text{max}}$), верхнюю и нижнюю граничные

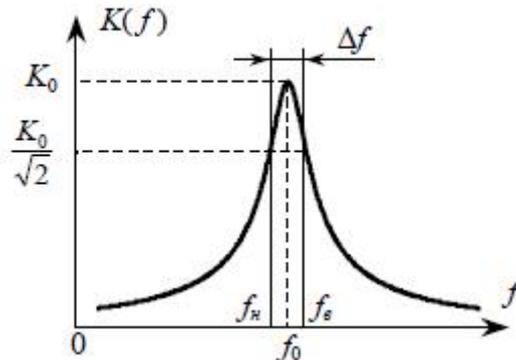


Рисунок 5. Определение добротности.

частоты $f_в$ и $f_н$ можно определить как: $(K(f_в) = K(f_н) = 0,707 K_{\text{max}})$. Определить добротность колебательного контура можно по формуле:

$$Q = \frac{f_{\text{рез}}}{\Delta f} = \frac{f_{\text{рез}}}{f_в - f_н}. \quad (25)$$

Вольтамперная характеристика диода

Полупроводниковым диодом называют прибор с одним или несколькими p - n переходами и двумя выводами. В зависимости от назначения различают следующие типы полупроводниковых диодов: выпрямительные, высокочастотные, импульсные, туннельные, стабилитроны и варикапы.

Общий ток через p - n переход, описывается соотношением:

$$I = I_0 \left[\exp\left(\frac{q_e U}{kT}\right) - 1 \right], \quad (26)$$

где q_e – заряд электрона, U – падение напряжения на переходе, k – постоянная Больцмана, T – температура по абсолютной шкале.

$$I_0 = A_0 q_e \left(\frac{D_p}{L_p} p_{n0} + \frac{D_n}{L_n} n_{p0} \right), \quad (27)$$

где: A_0 – эффективная площадь перехода; D_v и D_n – диффузионные постоянные дырок и электронов (для германия 44 и 93 для кремния 12 и 31

см²/сек); L_p и L_n – диффузные длины дырок и электронов (см); p_{n0} и n_{p0} – равновесная концентрация не основных носителей в областях n и p (см⁻³).

При обратном смещении, т.е. при $U > 0$, протекает большой прямой ток. Экспоненциальный член формулы (1.40) становится значительно больше единицы. Уравнение прямой ветви вольтамперной характеристики (ВАХ) перехода принимает вид:

$$I = I_0 \left[\exp\left(\frac{q_e U}{kT}\right) \right] \quad (28)$$

При обратном смещении, т.е. при $U < 0$, течет ток проводимости. Экспоненциальный член формулы (26) становится значительно меньше единицы. Уравнение обратной ветви ВАХ перехода принимает вид:

$$I = I_0 = A_0 q_e \exp\left(-\frac{q_e \varphi_0}{kT}\right) \left(\frac{D_p}{L_p} p_{p0} + \frac{D_n}{L_n} n_{n0} \right), \quad (29)$$

где: φ_0 – контактная разность потенциалов p-n перехода (для германия 0,3 – 0,4 В, для кремния 0,7 – 0,8 В); p_{p0} и n_{n0} – равновесная концентрация основных носителей в областях n и p (см⁻³).

В формуле (28) очевидна резкая зависимость тока от внешнего напряжения, формула (29) выражает полную независимость тока от приложенного напряжения. На (рис. 6) приведены ВАХ для идеального и реального диодов (а), а также для диодов реальных моделей на основе германия и кремния (б).

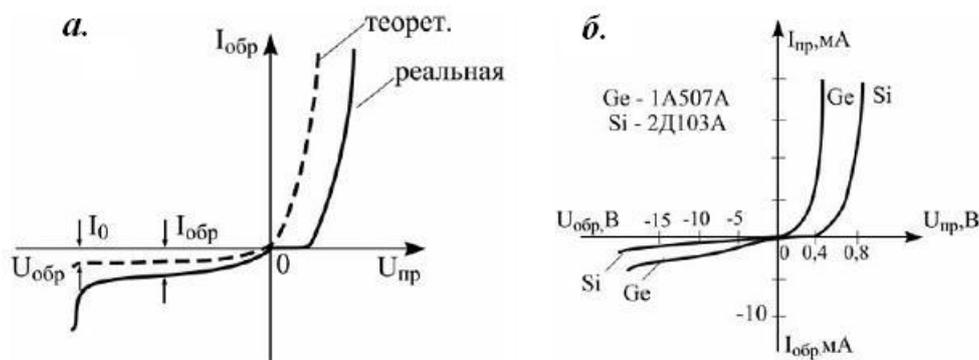


Рисунок 6. ВАХ диодов.

Из (рис. 6) видно, что вольтамперная кривая в точке, соответствующей некоторому определенному (около 0,35 В для германия и 0,65 В для кремния) напряжению на переходе, характеризуется резким возрастанием тока при почти неменяющемся напряжении. Это напряжение также называют запирающим напряжением диода. Если ток диода не ограничивать, то будет происходить разогрев полупроводниковых структур с их последующими необратимыми изменениями, в результате произойдет пробой. Напряжением пробоя условно называют напряжение

($U_{\text{макс}}$), соответствующее некоторому предпробойному состоянию, характеризуемому производной:

$$\lim_{dI \rightarrow 0} \frac{dU}{dI} = 0, \quad (30)$$

В зависимости от удельного сопротивления исходного полупроводника возможны три вида пробоя:

– в широких переходах, при достаточно большом удельном сопротивлении (для германия более 7 Ом · см) полупроводника, наблюдается тепловой пробой;

– при небольших значениях удельного сопротивления (для германия от 0,5 до 7 Ом см) полупроводника наблюдается электрический пробой;

– при очень малом удельном сопротивлении исходного полупроводника (для германия менее 0,5 Ом см) возможен туннельный пробой, механизм которого объясняется волновыми свойствами электрона.

Особенности ВАХ полупроводниковых диодов позволяют их использовать, в частности, для подавления сигналов с малым значением напряжения.

Электрическая линия как канал утечки информации

Любая электрическая линия потенциально является каналом утечки информации. Например, телефонная линия с подключенным телефонным аппаратом (ТА) может быть каналом утечки информации, как в состоянии «разговора», так и в состоянии «отбоя». Наличие в ТА механизма индукционного звонка делает возможным использования телефона при положенной трубке в качестве микрофона, в данном случае работает принцип обратимости любой электрической машины. В качестве индукционного микрофона могут быть использованы любые электромеханические машины, позволяющие преобразовывать звуковые колебания в электромагнитные, амплитуда которых имеет достаточное значение для приема и регистрации. Примерами индукционного микрофона может служить электромеханический квартирный звонок, проводной ретрансляционный приемник, трансформатор. Малая мощность токов индуцируемых такими микрофонами обуславливает быстрое затухание сигналов, поэтому снятие сигнала осуществляется по возможности максимально близко к приемнику. Существуют специально изготовленные устройства, внедряемые в электрические линии с целью акустоэлектрических преобразований. Такие устройства могут содержать встроенные усилители, питающиеся от линии, в которую они встроены, что обеспечивает передачу сигнала на значительные расстояния. Передача может быть осуществлена по линии подключения или при помощи радиосигнала. Съём и передача негласно добываемой информации от объекта контроля до пункта приёма по линии электросети называется

акустоэлектросетевым каналом утечки информации (АКУИ). К наиболее широко используемым электрическим линиям для формирования АКУИ можно отнести: линии питания (110/220 В), телефонные линии, линии радиоретрансляционных сетей, линии передачи радиосигналов от антенн к потребителю.

Для защиты линий связи от утечки информации в результате электроакустических преобразований применяют фильтрацию сигналов по амплитуде.

Один из видов классификации методов использования электрической линии в качестве канала утечки информации – по признаку подключения к линии приемного устройства: с гальваническим контактом – контактные методы; без гальванического контакта – бесконтактный метод.

В бесконтактных методах в качестве гальванической развязки используется емкостная или индуктивная связь устройства съема с линией передачи. При емкостной связи на линию передачи накладываются проводники (провода), при этом образуется конденсатор, в котором обкладками являются провода линии передачи и наложенные внешние, в роли диэлектрика выступает изоляция линии, и наложенного сверху проводника (если он имеет изоляцию). Соответственно, значение образованных емкостей между двумя линиями сети и проводниками устройства съема будет определяться площадью, т.е. совместной протяженностью, а также толщиной и характеристиками изоляции. Для создания индуктивной связи на линию электропередачи накладывается петля, образованная параллельным линии двухжильным кабелем, при этом образуется воздушный трансформатор. Взаимная индуктивность обмоток воздушного трансформатора определяется площадью обмоток, т.е. совместной протяженностью линии и внешнего кабеля, и их взаимным расположением в пространстве.

Одним из распространенных методов снятия конфиденциальной информации является метод высокочастотного навязывания (ВЧН). Данный метод основан на модуляции высокочастотного сигнала (от десятков до сотен килогерц), низкочастотным, обычно голосовым, сигналом. Причем модуляция может происходить, например, в звонковой цепи телефона, или квартирного звонка. В качестве несущей частоты может использоваться генератор устройства прослушивания, наводящий в линии высокочастотный сигнал, или электромагнитные колебания, вызванные сторонними генераторами. Использование сторонних генераторов значительно упрощает конструкцию устройства. Часто в качестве несущей частоты используются электромагнитные колебания импульсных блоков питания, с частотой первой гармоники 13–15 кГц. Такие блоки питания входят в состав многих современных бытовых и

промышленных приборов, преобразуют значительное количество энергии, часть которой излучается в эфир.

Одним из основных достоинств метода ВЧН является возможность снятия конфиденциальной информации из помещений, доступ в которые невозможен. Также к достоинствам можно отнести возможность бесконтактного съема информации и сложность обнаружения, особенно в случае использования стороннего генератора.

К недостаткам можно отнести достаточно быстрое затухание сигнала при удалении от объекта прослушивания и интенсивное снижение качества приема.

Обзор методов защиты двухпроводных линий от утечки информации

Метод синфазного маскирующего низкочастотного сигнала заключается в подаче в каждый провод телефонной линии согласованных по амплитуде и фазе маскирующих сигналов речевого диапазона частот (как правило, основная мощность помехи сосредоточена в диапазоне частот стандартного телефонного канала: 300–3400 Гц). При этом используется единая система заземления аппаратуры АТС и нулевого провода электросети. В телефонном аппарате эти сигналы-помехи компенсируют друг друга и не оказывают мешающего воздействия на полезный сигнал. Если же информация снимается с одного провода телефонной линии, то сигнал-помеха не компенсируется. А так как его уровень значительно превосходит полезный сигнал, то перехват информации (выделение полезного сигнала) становится невозможным. В качестве маскирующего сигнала-помехи, как правило, используются дискретные сигналы (псевдослучайные последовательности импульсов) речевого диапазона частот [17]. Метод синфазного маскирующего низкочастотного сигнала используется для подавления телефонных радиозакладок (как с параметрической, так и с кварцевой стабилизацией частоты) с последовательным (в разрыв одного из проводов) включением, а также телефонных радиозакладок и диктофонов с подключением к линии (к одному из проводов) с помощью индукционных датчиков различного типа.

Метод высокочастотной маскирующей помехи заключается в подаче во время разговора в телефонную линию широкополосного маскирующего сигнала в диапазоне высших частот звукового диапазона (то есть в диапазоне выше частот стандартного телефонного канала) [17]. Данный метод используется для подавления практически всех типов подслушивающих устройств как контактного (параллельного и последовательного) подключения к линии, так и с гальванической развязкой. Однако эффективность подавления средств съема информации с подключением к линии при помощи с индукционных датчиков (особенно,

не имеющих предусилителей) значительно ниже, чем средств с гальваническим подключением к линии. В качестве маскирующего сигнала используются широкополосные аналоговые сигналы типа "белого шума" или дискретные сигналы типа псевдослучайной последовательности импульсов [17]. Частоты маскирующих сигналов подбираются таким образом, чтобы после прохождения селективных цепей модулятора закладки или микрофонного усилителя диктофона их уровень оказался достаточным для подавления полезного сигнала (речевого сигнала в телефонной линии во время разговоров абонентов), но в то же время эти сигналы не ухудшали качество телефонных разговоров. Чем ниже частота маскирующего сигнала, тем выше его эффективность и тем большее мешающее воздействие он оказывает на полезный сигнал. Обычно используются частоты в диапазоне от 6–8 кГц до 16–20 кГц. Для исключения воздействия маскирующего сигнала на телефонный разговор в устройстве защиты устанавливается специальный низкочастотный фильтр с граничной частотой 3,4 кГц, подавляющий (шунтирующий) маскирующий сигнал и не оказывающий существенного влияния на прохождение полезных сигналов. Аналогичную роль выполняют полосовые фильтры, установленные на городских АТС, пропускающие сигналы, частоты которых соответствуют стандартному телефонному каналу (0,3–3,4 кГц), и подавляющие сигнал-помеху. Такие маскирующие помехи вызывают значительное уменьшение отношения сигнал/шум и приводят к искажению полезных сигналов при перехвате их всеми типами подслушивающих устройств. Кроме того, у радиозакладок с параметрической стабилизацией частоты ("мягким" каналом) как последовательного, так и параллельного включения наблюдается "уход" несущей частоты, что может привести к потере канала приема [17].

Метод ультразвуковой маскирующей помехи в основном аналогичен рассмотренному выше. Отличие состоит в том, что используются помеховые сигналы ультразвукового диапазона с частотами от 20–25 кГц до 50–100 кГц [17].

Метод повышения напряжения заключается в поднятии напряжения в телефонной линии во время разговора и используется для ухудшения качества функционирования телефонных радиозакладок. Поднятие напряжения в линии до 18–24 В вызывает у радиозакладок с последовательным подключением и параметрической стабилизацией частоты "уход" несущей частоты и ухудшение разборчивости речи вследствие размытия спектра сигнала [17]. У радиозакладок с последовательным подключением и кварцевой стабилизацией частоты наблюдается уменьшение отношения сигнал/шум на 3–10 дБ. Телефонные радиозакладки с параллельным подключением при таких напряжениях в ряде случаев просто отключаются.

Метод "обнуления" предусматривает подачу во время разговора в линию постоянного напряжения, соответствующего напряжению в линии при поднятой телефонной трубке, но обратной полярности [17]. Этот метод используется для нарушения функционирования подслушивающих устройств с контактным параллельным подключением к линии и использующих ее в качестве источника питания. К таким устройствам относятся: параллельные телефонные аппараты, проводные микрофонные системы с электретными микрофонами, использующие телефонную линию для передачи информации, акустические и телефонные закладки с питанием от телефонной линии и т.д.

Компенсационный метод используется для односторонней маскировки (скрытия) речевых сообщений, передаваемых абоненту по телефонной линии, и обладает высокой эффективностью подавления всех известных средств несанкционированного съема информации [17]. Суть метода заключается в следующем: при передаче скрываемого сообщения на приемной стороне в телефонную линию при помощи специального генератора подается маскирующая помеха (цифровой или аналоговый маскирующий сигнал речевого диапазона с известным спектром). Одновременно этот же маскирующий сигнал ("чистый" шум) подается на один из входов двухканального адаптивного фильтра, на другой вход которого поступает аддитивная смесь принимаемого полезного сигнала речевого сигнала (передаваемого сообщения) и этого же сигнала-помехи. Аддитивный фильтр компенсирует (подавляет) шумовую составляющую и выделяет полезный сигнал, который подается на телефонный аппарат или устройство звукозаписи. Недостатком данного метода является то, что маскировка речевых сообщений односторонняя и не позволяет вести двухсторонние телефонные разговоры.

Метод "выжигания" реализуется путем подачи в линию высоковольтных (напряжением более 1500 В) импульсов, приводящих к электрическому "выжиганию" входных каскадов электронных устройств перехвата информации и блоков их питания, гальванически подключенных к телефонной линии [17]. При использовании данного метода телефонный аппарат от линии отключается. Подача импульсов в линию осуществляется два раза. Первый (для "выжигания" параллельно подключенных устройств) - при разомкнутой телефонной линии, второй (для "выжигания" последовательно подключенных устройств) - при закороченной (как правило, в центральном распределительном щитке здания) телефонной линии.

Скремблирование телефонного сигнала, передача телефонного разговора в зашифрованном виде при помощи цифрового, аналогового или смешанного метода. При использовании такого метода телефонные аппараты на двух концах линии связи должны быть оборудованы

совместимыми устройствами шифрования и дешифрации. Качество шифрации сигнала определяет степень его защищенности от прослушивания при подключении к линии передачи.

Обследование линий при помощи детектора поля может быть эффективно в случае использования специализированных генераторов высокой частоты для применения ВЧН. Полезно производить визуальный осмотр линий на предмет поиска устройств несанкционированного получения информации, в виде параллельных линии проводников, сомнительных коммутаций и пр. При этом устройство съема может быть замаскировано, например, при индукционном типе съема информации с телефонной линии индукционная петля может быть замаскирована под параллельно проложенную телефонную линию.

Для защиты кабельных линий от прослушивания методом ВЧН применяют электрические фильтры, препятствующие распространению высокочастотных сигналов.

Отключение телефонных аппаратов от телефонной линии позволяет избежать передачи акустоэлектрической ЭДС из телефона в линию, при этом целесообразно производить отключение двух проводников, для исключения передачи сигнала через емкостную составляющую.

Для затруднения бесконтактного подключения к линиям электропередачи и наведения в них ЭДС от сторонних генераторов целесообразно применять витые пары, коаксиальные кабели.

Назначение фильтра «Гранит-8», особенности его эксплуатации

Фильтр «Гранит-8» (рис. 7), предназначен для обеспечения защиты речевой информации от утечки за счет акустоэлектрических преобразований через двухпроводные линии:

- открытых телефонных сетей,
- сетей радиотрансляции,
- систем директорской и диспетчерской связи.

Прибор рассчитан на работу в автоматическом режиме, круглосуточно, под непрерывной нагрузкой в линиях с сопротивлением $600 \text{ Ом} \pm 10\%$.



Рисунок 7. Внешний вид фильтра "Гранит-8".

Конструктивно фильтр выполнен в корпусе из оцинкованной стали, в котором на специальной втулке закреплены печатная плата изделия и крышка корпуса. Все элементы схемы защищены электростатическим экраном. Подключение изделия к источнику сигнала и нагрузке осуществляется при помощи клемм, расположенных на печатной плате. Крайние клеммы являются сигнальными, центральные — предназначены для подключения заземления и экранирующих проводов.

Фильтр «Гранит-8», представляет собой четырехполюсник (рис. 8), состоящий из двух П-образных индуктивно-емкостных звеньев и встречно-параллельных включенных диодов. Встречно-параллельное включение диодов (VD1–VD4, в фильтре используются кремниевые диоды КД102А) предназначено для уменьшения коэффициента передачи фильтра при малых уровнях сигнала.

Фильтр схемы является выходным звеном четырехполюсника и представляет собой фильтр нижних частот с частотой среза не более 23 кГц. Номиналы емкостей (C1–C4) входящих в состав фильтра составляют 0,022 мкФ, индуктивностей (L1, L2) 1,5 мГн. Назначение фильтра — пропускать сигналы в речевом диапазоне частот при нормальном режиме работы телефонной линии и задерживать высокочастотные сигналы, которые присутствуют в линию при ВЧН.

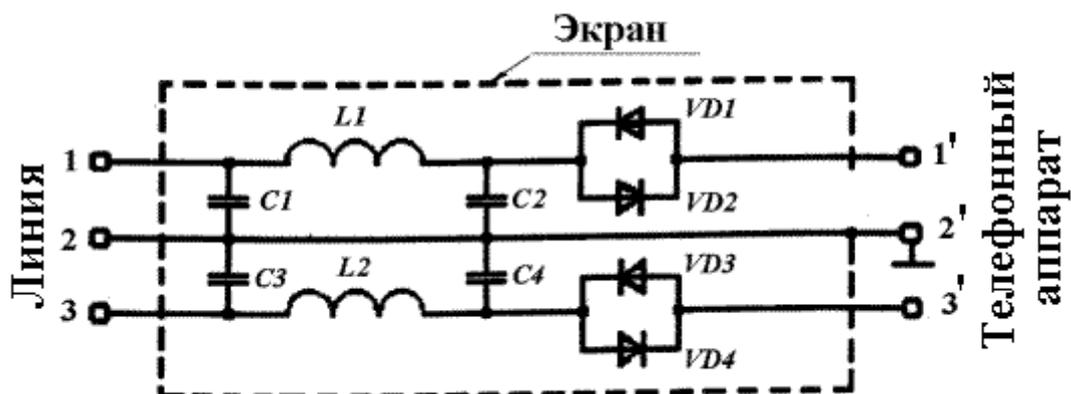


Рисунок 8. Схема фильтра "Гранит-8".

При эксплуатации фильтра «Гранит-8» необходимо учитывать, что его наличие в линии связи существенно изменяет ее параметры. Например, при использовании телефонной линии для ADSL передачи данных на высокой частоте будет невозможно осуществлять прием после фильтра, а возможно и перед фильтром, так как он может внести существенные искажения в сигнал, влияя на его спектр. Особенности этого влияния определяются входным полным сопротивлением фильтра.

Таблица 1. Характеристики «Гранит-8» фильтра заявленные изготовителем.

Характеристика	Значение
Вносимое фильтром затухание в полосе частот речевых сигналов 0,3-4 кГц при уровне входного сигнала 0,1 В	не менее 65 дБ
Вносимое фильтром затухание на частоте 10 кГц при уровне входного сигнала 0,1 В	не менее 60 дБ
Вносимое фильтром затухание в полосе частот 0,15-10 кГц при уровне входного сигнала 5 В	не более 3 дБ
Вносимое фильтром затухание на частоте 50 кГц при уровне входного сигнала 5 В	не менее 6 дБ
Вносимое фильтром затухание на частоте 100 кГц при уровне входного сигнала 5 В	не менее 10 дБ
Максимальное напряжение между входными контактами в "режиме холостого хода"	не более 105 В
Максимальный ток нагрузки	0,1 А
Габаритные размеры изделия	57×40×16 мм
Масса фильтра	0,3 кг
Время безотказной наработки	не менее 5000 ч

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ФИЛЬТРОВ

Метод контурных токов

Схема четырехполюсника (рис. 9, а.) подключенного к источнику питания \dot{E} с внутренним сопротивлением Z_E , и нагрузке Z_H . На схеме (рис. 9, а) обозначены выбранные положительные направления комплексных токов $\dot{I}_1 - \dot{I}_8$, индексный номер тока соответствует номеру ветви в которой он протекает. Граф схемы представляет из себя отображение схемы где ветви схемы представлены отрезками – ветвями графа, а узлы – точками – узлами графа. Такое топологическое представление схемы электрической цепи носит название – графа схемы. Граф схемы с обозначенными условно-положительными направлениями тока носит название направленный граф схемы, такой направленный граф схемы представлен на (рис. 9, б). Дерево графа – представляет из себя любую

совокупность ветвей соединяющих все узлы графа без образования контуров. На графе схемы (рис. 9, б.) выбранное дерево графа выделено жирными линиями. Дополняющие дерево графа ветви до полного графа принято называть связями графа схемы, на рисунке обозначены тонкими линиями. Номера всех ветвей подписаны соответствующими цифрами, узлы

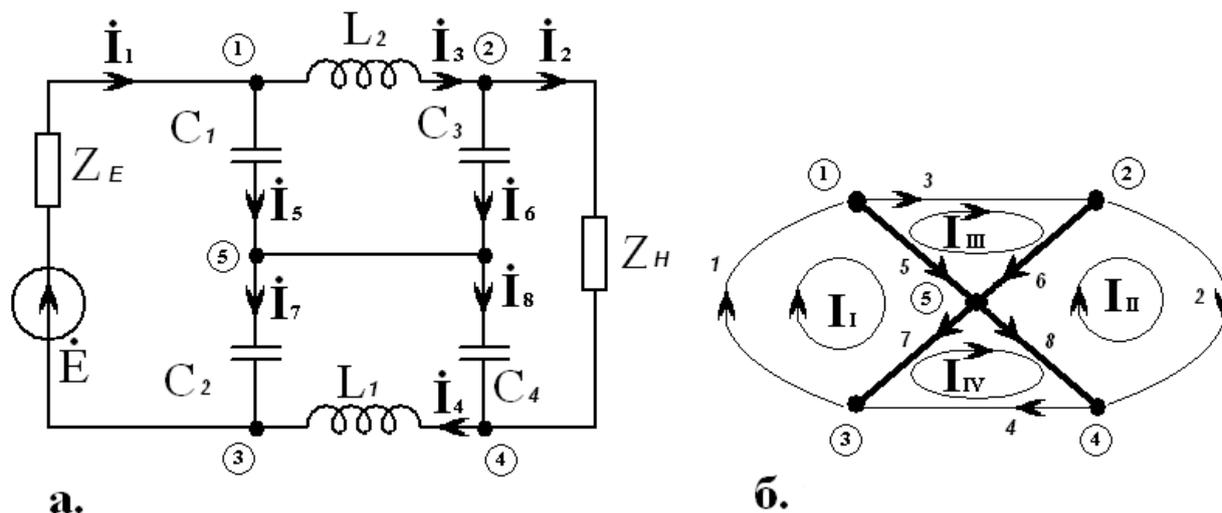


Рисунок 9. Схема а. и граф схемы б.

графа соответствующие узлам схемы, представлены цифрами заключенными в окружности. Число ветвей обозначим p , а число узлов q , дерево графа будет иметь $q - 1$ ветвей. Число связей графа:

$$n = p - (q - 1). \quad (31)$$

Число независимых контуров определяется числом связей в каждом связанном графе схемы, т. е. $n = p - (q - 1)$. В нашем случае число независимых контуров будет иметь значение $4 = 8 - (5 - 1)$.

Матрица контуров C такая прямоугольная матрица, строки которой соответствуют связям (n), а столбцы – ветвям направленного графа (p). Ветви 5, 6, 7, 8 – выделены в качестве дерева графа, тогда ветви 1, 2, 3, 4 определяют связи этого графа. Число ветвей определяющих связи графа будет соответствовать числу строк матрицы C , полное число ветвей будет соответствовать числу столбцов матрицы C (таблица 2).

Таблица 2. Формирование коэффициентов матрицы контуров C .

Контур	Ветви							
	1	2	3	4	5	6	7	8
I	1	0	0	0	1	0	1	0
II	0	1	0	0	0	-1	0	-1

	III	0	0	1	0	-1	1	0	0
	IV	0	0	0	1	0	0	-1	1

$$C = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{vmatrix}$$

Выберем направления положительного обхода для каждого контура (на рис. 9, б. обозначены $I_I - I_{IV}$) образованного связью и деревом графа, станем обходить по выбранному направлению соответствующий контур. В соответствие каждому контуру обхода ставиться строка, в соответствие каждой ветви ставиться столбец матрицы C . В случае если направление тока в ветви контура обхода соответствует положительному направлению обхода запишем в ячейку матрицы C значение $+1$, в противном случае -1 . В случае если в выделенном контуре некоторая ветвь не задействована значение ячейки матрицы C соответствующее данному контуру и ветви будет содержать ноль. Например, для контура образованного связью ветви \dot{I}_1 , ветви \dot{I}_5, \dot{I}_7 дерева графа дополняют контур, остальные ветви в контуре обхода не участвуют.

Матрица сопротивлений Z представляет из себя квадратную матрицу размером $(p \times p)$ главная диагональ которой содержит значения сопротивлений Z , соответствующей номеру строки (или столбца) ветви.

$$Z = \begin{vmatrix} Z_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_8 \end{vmatrix}, \quad E = \begin{vmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix},$$

где при условии, что $C_1=C_2=C_3=C_4=C$, а $L_1=L_2=L$ можно записать $Z_1 = Z_E, Z_2 = Z_H, Z_3 = Z_4 = j\omega L, Z_5 = Z_6 = Z_7 = Z_8 = \frac{1}{j\omega C}$. Вектор источников напряжения E имеет размер $(p \times 1)$ и содержит в каждом элементе сумму ЭДС в соответствующей ветви.

Окончательный вид системы уравнений:

$$CZC^T I = CE, \quad (32)$$

где вектор контурных токов \mathbf{I} , образованный токами $I_I - I_{IV}$ в обобщенных ветвях, \mathbf{C}^T – транспонированная матрица \mathbf{C} .

Решение линейной системы уравнений с комплексными коэффициентами с помощью «Mathematica»

Решение полученной системы (32) требует значительного числа вычислений, поэтому применим для ее решения программный вычислительный комплекс «Mathematica» (Wolfram Research, Inc. <http://www.wolfram.com/>), ставший на сегодняшний день стандартом для решения подобных задач во многих учебных заведениях России и зарубежья. Основным достоинством программы является возможность вычислений как в алгебраическом (общий случай) так и в числовом (частный случай) видах. При этом ввод и вывод данных можно осуществлять в практически стандартном символическом виде.

После запуска приложения необходимо ввести исходные данные. Определим выражения для полных сопротивлений ветвей $Z_1 - Z_8$:

$$Z_1 = Z_E; \quad Z_2 = Z_N;$$

$$Z_3 = Z_4 = d \cdot W L_0;$$

$$Z_5 = Z_6 = Z_7 = Z_8 = \frac{1}{d \cdot W C_0};$$

Здесь для простоты ввода выражения Z_k заменены на Z_k , но при желании выбрав соответствующий элемент управления в окне BasicInput, (отображение окна: File→Paletts→ BasicInput) можно реализовать следующий вид:

$$Z_1 = Z_E; \quad Z_2 = Z_N;$$

$$Z_3 = Z_4 = d \cdot W L_0;$$

$$Z_5 = Z_6 = Z_7 = Z_8 = \frac{1}{d \cdot W C_0};$$

Окно BasicInput также содержит элемент \mathbf{i} , обозначающий мнимую часть комплексного числа $\mathbf{i}^2 = -1$. Ввод матриц легко осуществить выбрав в контекстном меню рабочей страницы (правая кнопка мыши) пункт Create Table\Matrix\Palette... Меню позволяет задать тип вводимых данных (Matrix), размер матрицы число строк (Number of rows) и число столбцов (Number of columns), наличие разделительных линий и рамки, а также автозаполнение всей матрицы и отдельно главной диагонали некоторым символом. Наличие точки с запятой (;) в конце строки ввода сообщает о том, что при вычислении данную строку выводить на печать не требуется. Осуществим ввод матрицы \mathbf{C} , в связи с тем, что некоторые одиночные символы зарезервированы под специальные значения постараемся избежать их использования. С этой целью все матрицы будем

обозначать добавляя окончание **M**, таким образом **C = CM**, **Z = ZM**, **E = EM**, **I = IM**.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{CM} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix}; \\
 \mathbf{ZM} &= \begin{pmatrix} \mathbf{Z1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{Z2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{Z3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{Z4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{Z5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{Z6} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{Z7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{Z8} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{EM} = \begin{pmatrix} \mathbf{E1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix};
 \end{aligned}$$

Далее необходимо сформировать систему уравнений в матричном виде, для этого произведем следующие действия. Умножение матриц осуществляется оператором **Dot[CM,ZM]** или через точку (**.**) **CM.ZM**. Транспонирование матрицы осуществляется оператором **Transpose[CM]**. Решение системы линейных уравнений осуществляет оператор **X = LinearSolve[A,B]**, где **X** – искомый вектор, **A** – матрица коэффициентов, **B** – вектор правых частей. В результате ввода данных получим следующие записи:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{CZM} &= \mathbf{CM.ZM}; \quad \mathbf{CZCtM} = \mathbf{CM.ZM.Transpose[CM]}; \\
 \mathbf{CEM} &= \mathbf{CM.EM}; \quad \mathbf{IM} = \mathbf{LinearSolve[CZCtM, CEM]}; \\
 \mathbf{IM} & // \mathbf{MatrixForm}
 \end{aligned}$$

Последняя строка **IM // MatrixForm** выведет вектор решений, префикс **// MatrixForm** информирует систему о том, что вывод необходимо осуществить в матричном виде. Начало расчета иницируется совместным нажатием клавиш **Shift+Enter**, если данные были введены правильно, то появиться примерно такой результат:

$$\left(\begin{array}{l} \frac{2 i E1 - 2 C0 E1 ZN \omega - 2 i C0 E1 L0 \omega^2 + C0^2 E1 L0 ZN \omega^3}{2 i ZE + 2 i ZN - 4 L0 \omega - 2 C0 ZE ZN \omega - 2 i C0 L0 ZE \omega^2 - 2 i C0 L0 ZN \omega^2 + C0^2 L0 ZE ZN \omega^3} \\ \frac{2 i E1}{2 i ZE + 2 i ZN - 4 L0 \omega - 2 C0 ZE ZN \omega - 2 i C0 L0 ZE \omega^2 - 2 i C0 L0 ZN \omega^2 + C0^2 L0 ZE ZN \omega^3} \\ - \frac{E1 (-2 i + C0 ZN \omega)}{2 i ZE + 2 i ZN - 4 L0 \omega - 2 C0 ZE ZN \omega - 2 i C0 L0 ZE \omega^2 - 2 i C0 L0 ZN \omega^2 + C0^2 L0 ZE ZN \omega^3} \\ - \frac{E1 (-2 i + C0 ZN \omega)}{2 i ZE + 2 i ZN - 4 L0 \omega - 2 C0 ZE ZN \omega - 2 i C0 L0 ZE \omega^2 - 2 i C0 L0 ZN \omega^2 + C0^2 L0 ZE ZN \omega^3} \end{array} \right)$$

Моделирование АЧХ фильтра «Гранит-8»

Проведенные в предыдущем разделе расчеты замечательны тем, что представляют в результате алгебраические уравнения токов. При выборе

связей графа (рис. 9) и составлении уравнений учитывался тот факт, что для моделирования параметров четырехполюсника необходимо знать токи в ветвях 1 и 2, поэтому данные ветви не вошли в дерево графа, а были ветвями связей. Такой подход несколько снижает объем вычислений.

Для определения характеристических параметров и передаточных функций необходимо знать \dot{I}_1 , \dot{I}_2 и \dot{U}_1 и \dot{U}_2 .

Токи \dot{I}_1 , \dot{I}_2 можно выделить из вектора \mathbf{IM} , а напряжения \dot{U}_1 , \dot{U}_2 рассчитать воспользовавшись следующим набором операторов:

$$\mathbf{FI1} = \text{Extract}[\mathbf{IM}, \{1\}]; \mathbf{FI2} = \text{Extract}[\mathbf{IM}, \{2\}];$$

$$\mathbf{FU1} = \mathbf{E1} - \mathbf{FI1} * \mathbf{Z1}; \mathbf{FU2} = \mathbf{FI2} * \mathbf{Z2};$$

где: $\mathbf{FI1}$, $\mathbf{FI2}$ – функции токов в ветвях 1 и 2; функции напряжений на входе $\mathbf{FU1}$ и выходе $\mathbf{FU2}$; $\mathbf{E1}$ – ЭДС в ветви 1.

Теперь можно определить фазу комплексных напряжений (и токов) при помощи оператора Arg :

$$\mathbf{WU1} = \text{Arg}[\mathbf{FU1}]; \mathbf{WU2} = \text{Arg}[\mathbf{FU2}];$$

$$\mathbf{WI1} = \text{Arg}[\mathbf{FI1}]; \mathbf{WI2} = \text{Arg}[\mathbf{FI2}];$$

где: $\mathbf{WU1}$, $\mathbf{WU2}$ – функции фазы напряжений, $\mathbf{WI1}$, $\mathbf{WI2}$ – функции фазы токов.

Модуль передаточных функций четырехполюсника по напряжению:

$$\mathbf{KU} = \text{Abs}[\mathbf{FU2}/\mathbf{FU1}];$$

по току:

$$\mathbf{KI} = \text{Abs}[\mathbf{FI2}/\mathbf{FI1}];$$

Для начала численных расчетов необходимо выбрать параметр (параметры) моделирования, а также задать неизменные величины.. В нашем случае выбираем частоту в качестве параметра, поэтому для преобразования частоты f (Гц) (обозначим \mathbf{fr}) в угловую частоту ω необходимо записать выражение:

$$\omega = 2 * \pi * \mathbf{fr};$$

Значения индуктивностей и емкостей (по условиям $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$):

$$\mathbf{C0} = 0.022 * 10^{-6};$$

$$\mathbf{L0} = 1.5 * 10^{-3};$$

Величина источника напряжения (1 В):

$$\mathbf{E1} = 1;$$

Так как фильтр «Гранит-8» предназначен для работы в телефонной линии, то нагрузкой будет телефонный аппарат (ТА). Известно, что сопротивление ТА по постоянному току при положенной трубке превышает 300 кОм, при стандартном напряжении в линии 48...60 В. При снятии трубки напряжение в линии находится в пределах 10...15 В, а сопротивление ТА составляет 500...700 Ом. Таким образом режим работы телефона при положенной трубке обеспечивает условия близкие к разрыву

линии. Сопротивление ТА может значительно варьироваться от модели, и будет содержать в себе активную и реактивную составляющую, но для упрощения можно считать сопротивление чисто активным:

ZN=600;

Сопротивление источника также может варьироваться. При работе в реальной телефонной линии оно будет зависеть от сопротивления схемы питания телефонной линии на АТС, волнового сопротивления линии, контактных сопротивлений в местах коммутаций и т. д. При работе в лабораторных условиях фильтр подключается непосредственно к генератору, поэтому сопротивление источника будет определяться внутренним сопротивлением генератора. Внутренне сопротивление генератора примем равным 50 Ом:

ZE=50;

Представить результаты расчетов можно графически средствами «Mathematica»:

```
Plot[Evaluate[{Abs[FU1], Abs[FU2]}], {fr, 20, 50000}, AxesLabel  
→TraditionalForm /@ {"f, Гц", "U1,U2, В"}, PlotRange → {{0, 50000}, {0,  
20}}];
```

Оператор **Plot** производит расчет модулей функций **FU1**, **FU2** в диапазоне частот от 20 до 50000 Гц и строит график по полученным данным. Подписи по оси абсцисс определяются как «f, Гц», по оси ординат «U1, U2, В», свойство **PlotRange** определяет диапазон графического поля.

«Mathematica» предоставляет возможность выводить данные в файл для последующего анализа:

```
modFU1=Abs[E1 – FI1*Z1]  
modFU2=Abs[FI2*Z2];  
Z11=Abs[FU1/FI1];  
HANDLE=OpenWrite["C:\granit8.txt"];  
WriteString[HANDLE, "f;FU1;FU2;WU1;WU2;Z11\n"];  
For[fr=20, fr < 200000, fr=fr + 100;  
  {WriteString[HANDLE,  
    fr, ";",  
    modFU1, ";", modFU2, ";",  
    WU1, ";", WU2, ";", Z11, "\n"}  
];  
Close[HANDLE];  
Clear[HANDLE];
```

Текст кода записи данных в файл ("C:\granit8.txt") достаточно очевиден и не требует комментариев. Хорошим тоном является

освобождение ресурсов ЭВМ после вычислений, для этого применяют оператор **Clear[]**, с указанием переменных, массивов, функций и т. д.

Аналогичное моделирование можно произвести для других внутренних или внешних параметров цепи содержащей фильтр. В ходе практических лабораторных исследований в качестве нагрузки фильтра может выступать осциллограф С1-93, его активное сопротивление составляет 1 МОм. Поэтому мы также произведем моделирование фильтра с сопротивлением нагрузки ($Z_N=1000000;$) при неизменных остальных параметрах модели. Такой режим нагрузки фильтра близок к режиму холостого хода.

В результате проделанных преобразований и вычислений была получена математическая модель электрических процессов протекающих в фильтре. Для проверки достоверности данных полученных в результате моделирования принято проверять математические модели. Проверку возможно организовать как внешнюю, так и внутреннюю. Внешняя проверка данных может базироваться на основе, например, экспериментальных данных или (и) при помощи другой математической модели реализованной независимо от проверяемой. Внутреннюю проверку реализуют внутри математической модели, на основе законов в соответствии с которыми протекают процессы реального объекта модели, но не участвующих непосредственно в описании процессов построенной модели. В нашем случае проверка модели может быть реализована на основе закона сохранения энергии. Сумма всех отдаваемых мощностей (реактивных и активных) должна быть равна сумме всех потребляемых (реактивных и активных). Таким образом, при выполнении этого условия будет выполнен закон сохранения энергии гласящий: энергия не появляется из ниоткуда, и не исчезает в никуда, она только переходит из одного вида в другой, в нашем случае из реактивной в активную и наоборот. Такую проверку можно реализовать проверяя равенство полных мощностей источника(ов) сумме на всех элементах цепи:

$$\sum_{i=1}^{nE} \dot{E}_i \dot{I}_i = \sum_{i=1}^{nC} \dot{I}_i \dot{U}_{iC} + \sum_{i=1}^{nL} \dot{I}_i \dot{U}_{iL} + \sum_{i=1}^{nR} \dot{I}_i \dot{U}_{iR}, \quad (33)$$

где в левой части уравнения сумма мощностей всех источников напряжения, в правой сумма мощностей на всех конденсаторах, индуктивностях и активных сопротивлениях.

Результаты аналитического моделирования, их обсуждение

Результаты моделирования фильтра в режиме работы с нагрузкой 600 Ом, представлены на (рис.10 – 12) , с нагрузкой 1 МОм на (рис. 13 – 15).

Очевидно значительное различие в полученных данных в зависимости от нагрузки. По определению согласованного режима работы фильтра входное сопротивление фильтра должно быть равно

сопротивлению источника, а выходное сопротивление сопротивлению нагрузки. Такое условие сложно достижимо, особенно учитывая фактор изменения комплексной части сопротивления при изменении частоты, поэтому на практике, возможно, обеспечить работу фильтра в режиме близком к согласованному. При сопротивлении нагрузки 600 Ом имеем режим работы фильтра низких частот близкий к согласованному (рис. 10), при этом четко просматривается полоса пропускания $\theta - f_n$, где f_n около 20 кГц. Также видно изменение амплитуды входного напряжения от частоты (рис. 10) это обусловлено наличием внутреннего сопротивления источника, т. е. его ограниченной мощностью, следовательно, внутренним падением напряжения.

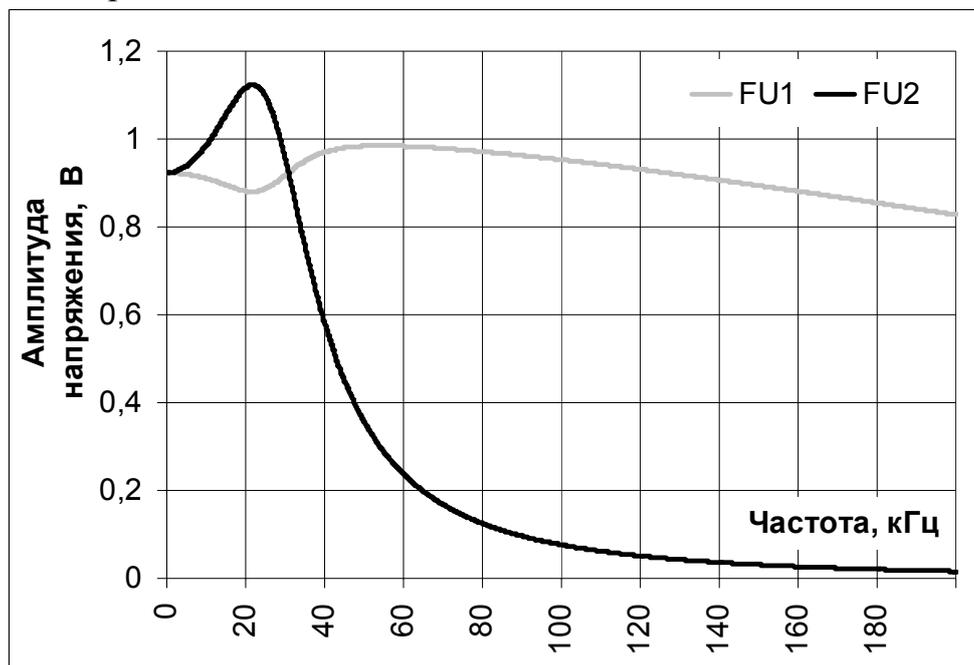


Рисунок 10. Зависимость амплитуды напряжения на входных (FU1) и выходных (FU2) зажимах фильтра, при $Z_N=600$ Ом.

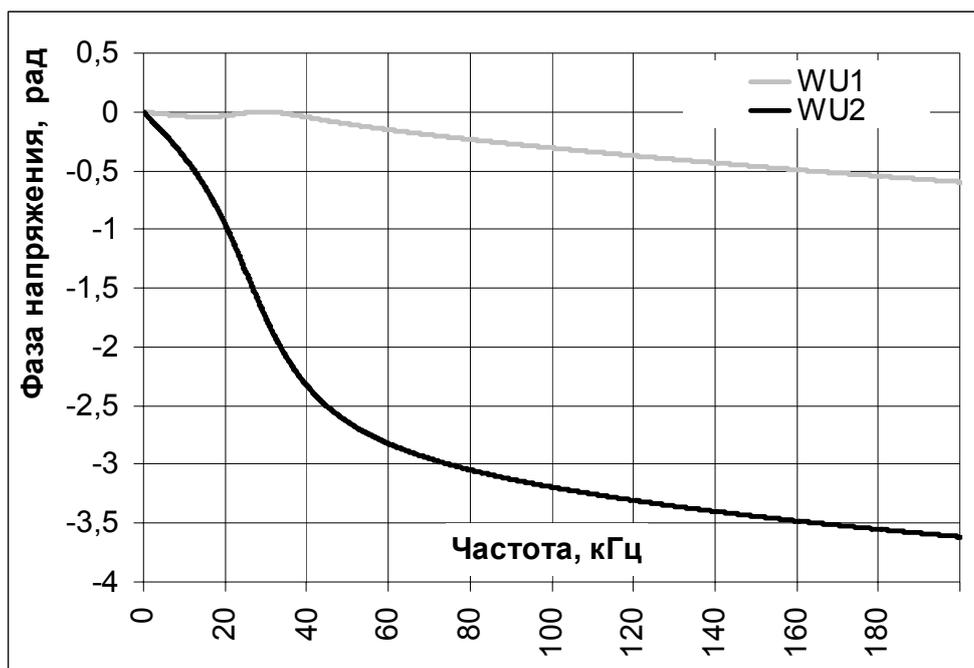


Рисунок 11. Фаза напряжения на входных (WU1) и выходных (WU2) зажимах фильтра, при $ZN=600 \text{ Ом}$.

Представляет интерес график фазы (рис. 11), очевидно, что в полосе пропускания фильтра фаза выходного напряжения изменяется достаточно интенсивно, что вообще говоря приводит к искажению сигнала. После выхода частоты за полосу пропускания и переходе в полосу задерживания, фаза напряжения на входе и выходе фильтра изменяться практически одинаково, при этом их разность близка к π рад, т. е. они находятся в противофазах.

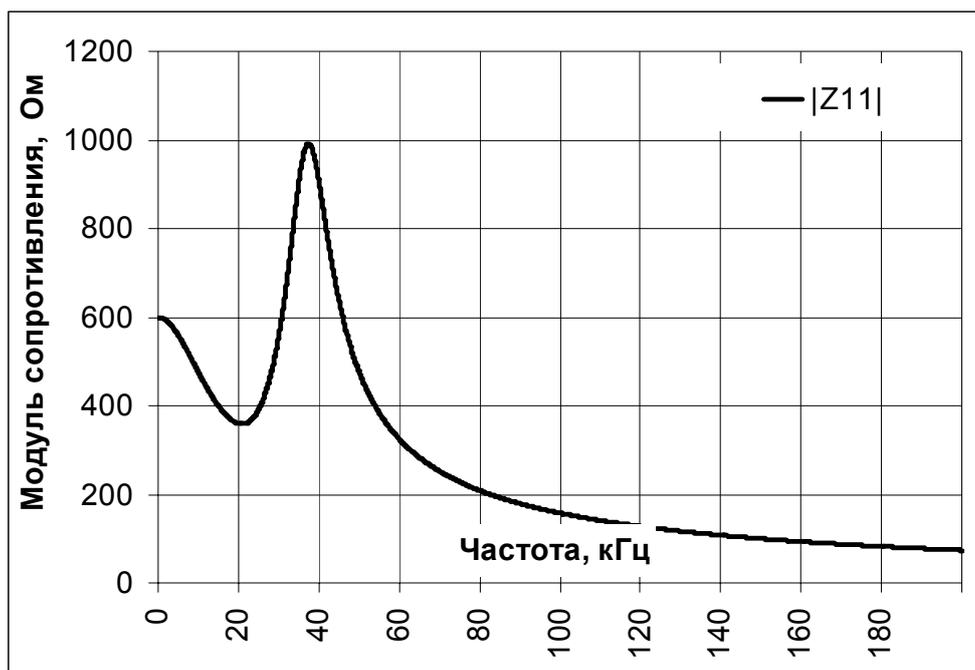


Рисунок 12. Модуль входного сопротивления фильтра (Z_{11}), при $Z_N=600$ Ом.

При рассмотрении результатов моделирования фильтра с нагрузкой 1 МОм, очевидно значительное повышение превышения амплитуды напряжения на реактивных элементах над напряжением на входных зажимах. Это можно объяснить увеличением сопротивления контура в котором происходит преобразование реактивной энергии (запасенной в реактивных элементах) в активную. При этом на частоте резонанса входное сопротивление фильтра близко к нулю (рис. 15), в этой точке наблюдается значительное падение входного напряжения, при одновременном всплеске выходного.

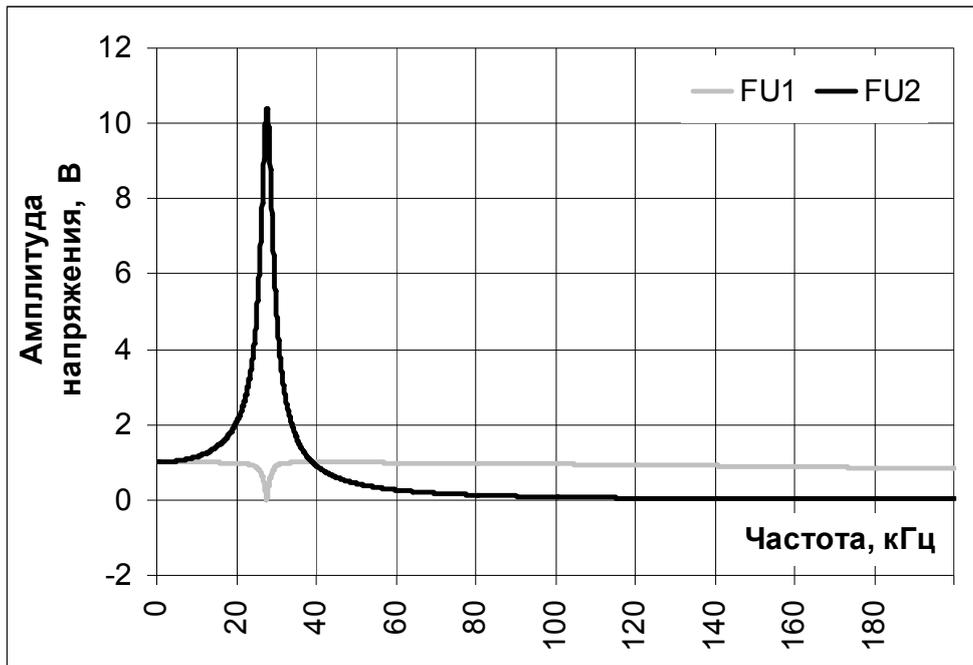


Рисунок 13. Зависимость амплитуды напряжения на входных (FU1) и выходных (FU2) зажимах фильтра, при $Z_N=1 \text{ МОм}$.

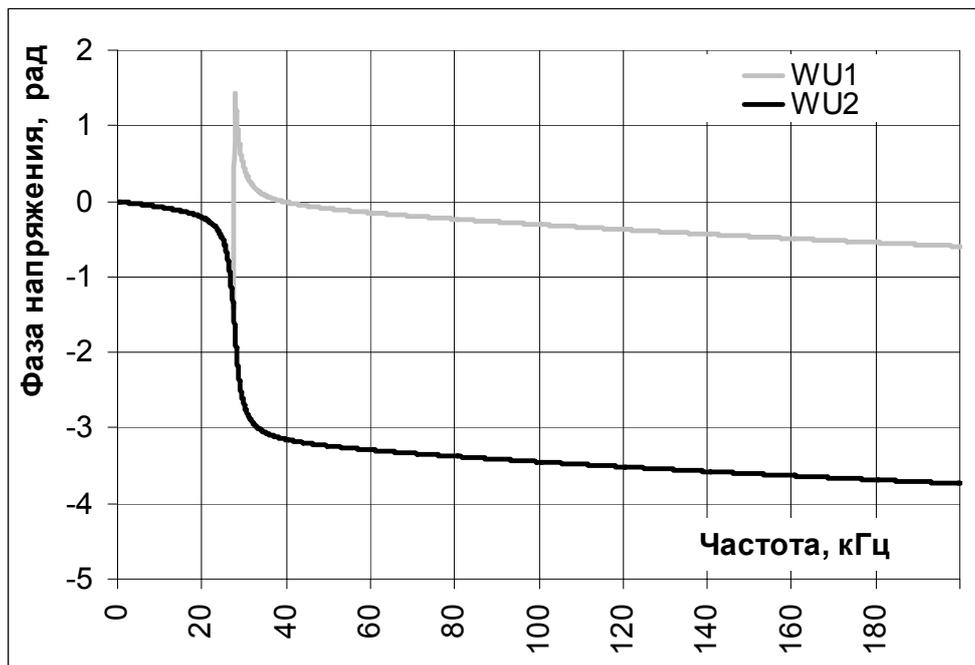


Рисунок 14. Фаза напряжения на входных (WU1) и выходных (WU2) зажимах фильтра, при $Z_N=1 \text{ МОм}$.

Показательным является график фазы напряжений, с напряжением на входе фильтра (рис. 14) в точке резонанса происходит так называемый «эффект опрокидывания фазы». «Опрокидыванием фазы» называют скачкообразное изменение угла фазы на π рад. Это связано с резким изменением в точке резонанса характера сопротивления с

емкостного на индуктивной, при этом происходит смена знака мнимой части комплексного сопротивления. Очевидно, что в полосе задержания разность фаз входного и выходного напряжения фильтра составляет значение приблизительно равное π рад.

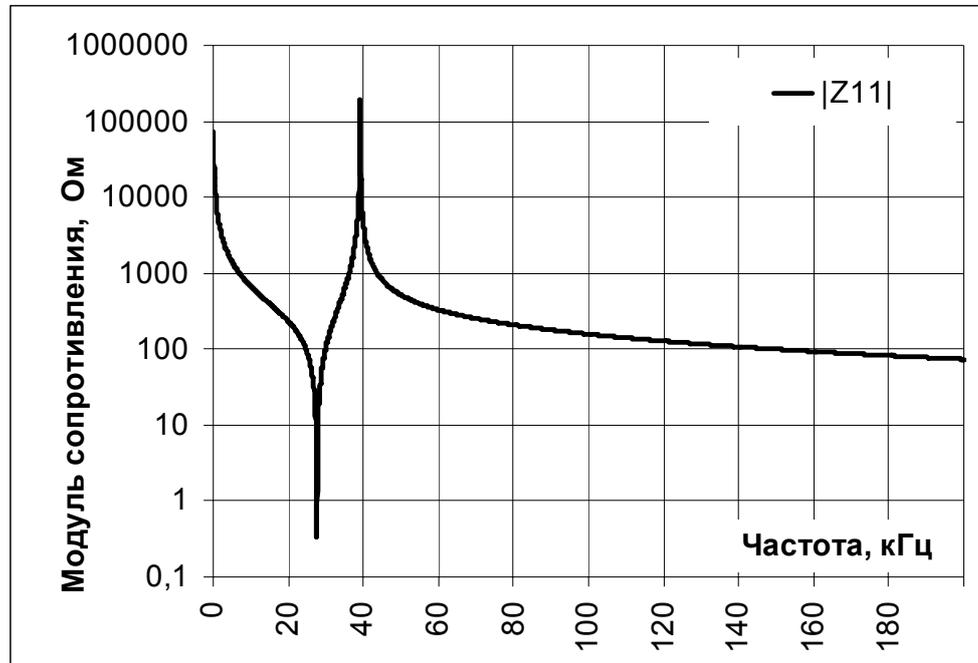


Рисунок 15. Модуль входного сопротивления фильтра (Z_{11}), при $Z_N=1 \text{ МОм}$.

Ниже приведены графики зависимости коэффициента затухания (рис. 16) и коэффициента фазы (рис. 17), которые являются вещественной и мнимой частями величины Γ (16). Данные графики наглядно демонстрируют влияние сопротивления нагрузки на работу фильтра. Интересный вид имеет график зависимости фазы от частоты при нагрузке фильтра ($Z_N=1 \text{ МОм}$), скачкообразное изменение фазы от частоты характерно для схем содержащих только реактивные элементы.

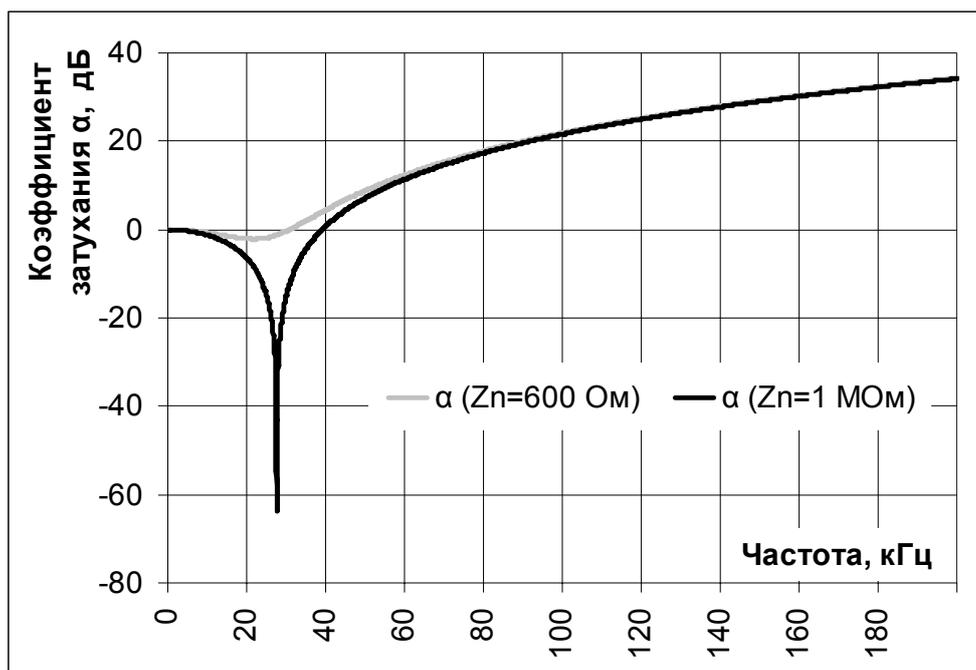


Рисунок 16. Коэффициент затухания фильтра при различных значениях ZN .

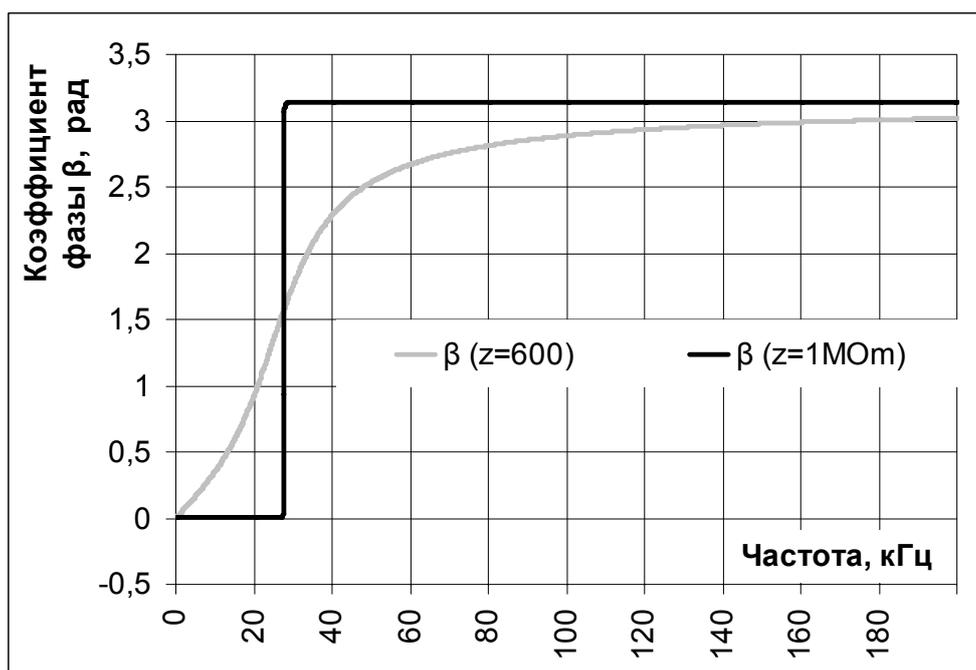


Рисунок 17. Коэффициент фазы фильтра при различных значениях ZN .

Схемотехническое моделирование фильтра, с помощью «Micro-Cap»

Программа схемотехнического моделирования является достаточно распространенным и хорошо себя зарекомендовавшим программным продуктом. Первый вариант программы назывался «Circuit Designer and

Simulator» и был выпущен в 1981 году, с кодом реализованном на языке Basic. Программа была выполнена в виде текстового редактора позволяющего моделировать простые линейные цепи. К сентябрю 1982 был реализован графический интерфейс, программа стала называться «Micro-Cap I». Следующее существенное изменение произошло к 1988 году когда программа была полностью переписана на языке Си, что позволило существенно улучшить производительность. К февралю 2008 года «Micro-Cap» насчитывает девять основных версий, каждая из которой более совершенна чем предыдущая. Разработкой «Micro-Cap» занимается фирма Spectrum Software, на сайте которой (<http://www.spectrum-soft.com/>) возможно скачать бесплатную (студенческую) версию программы. Существует ряд других признанных программ для электротехнического и схмотехнического моделирования, среди них можно отметить:
APLAC (<http://www.aplac.com/>); CircuitMarker (<http://www.altium.com/>);
Electronics Workbench (<http://www.interactiv.com/>);
OrCAD (<http://www.orcad.com/>); Protel DXP (<http://www.protel.com/>);
Sistem View (<http://www.elanix.com/>); ELCUT (<http://www.elcut.ru/>);
Microwawe Office (<http://www.mwoffice.com/>).

Программа «Micro-Cap» позволяет производить следующее моделирования:

Transient – анализ переходных процессов;

AC – анализ частотных характеристик;

DC – анализ передаточных функций по постоянному току;

Dynamic DC – расчет режима по постоянному току и отображение на схеме узловых потенциалов, токов ветвей и рассеиваемой мощности;

Transfer Function – расчет малосигнальных передаточных функций по постоянному току;

Sensitivity – расчет чувствительности по постоянному току выходных переменных к изменению параметров схемы;

Probe Transient, AC, DC – оперативное построение графиков результатов расчетов.

Программа «Micro-Cap» имеет обширную библиотеку исходных аналоговых и цифровых компонентов, каждый из которых предоставляет возможность пользовательского редактирования от внешнего вида отображения до физических параметров. Возможно создание пользователем собственных макрообъектов из набора имеющихся. Студенческая версия программы ограничена в возможностях, кроме того, имеет специально сделанное понижение скорости расчетов до 300 % по сравнению с полной версией. Выбрав подходящий элемент из палитры компонентов, необходимо его закрепить на рабочем листе схмотехнической модели (осуществляется щелчком левой кнопки мыши).

Поворот элемента осуществляется щелчком правой кнопки мыши с одновременно нажатой левой. Соединение элементов осуществляется при помощи проводников представленных в панели инструментов листа схмотехнической модели (Wire Mode). Для редактирования элементов необходимо выбрать режим (Select Mode) в панели инструментов, далее выделяя нужный элемент можно редактировать его положение, двойной щелчок левой кнопки мыши позволяет редактировать его физические параметры. Любая схема должна обязательно содержать элемент Ground. Схема рассматриваемого нами фильтра (рис. 9) в графическом виде, составленном из набора компонентов (вкладка главного меню Component), представлена на рис. 18.

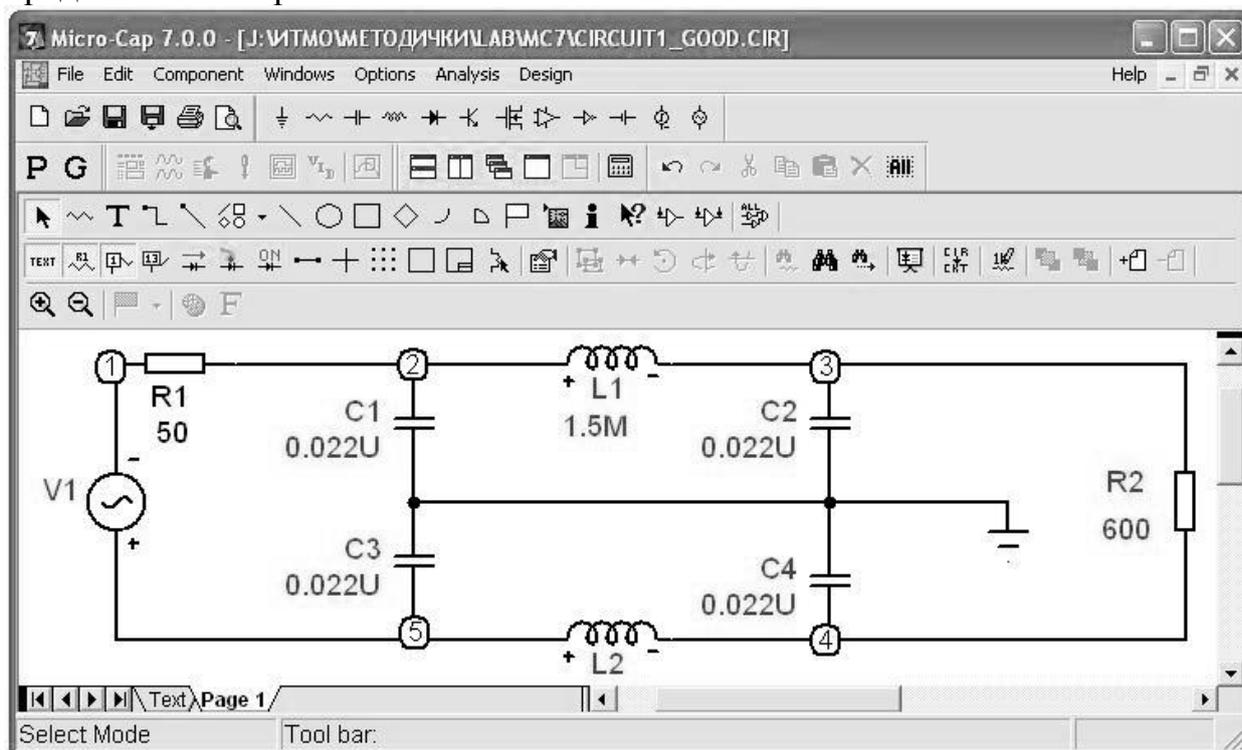


Рисунок 18. Вид схмотехнической модели в «Micro-Cap 7»

Для моделирования фильтров интересен режим АС (анализ частотных характеристик) приведем основные типы результирующих данных для этого режима:

- $V(n)$ – модуль напряжения в узле n ;
- $db(V(n))$ – модуль напряжения в узле n в децибелах;
- $im(V(n))$ – мнимая часть напряжения в узле n ;
- $re(V(n))$ – действительная часть напряжения в узле n ;
- $ph(V(n))$ – фаза напряжения в узле n в градусах;
- $gd(V(n))$ – групповое время запаздывания напряжения в узле n ;
- INOISE – корень квадратный из спектральной плотности напряжения шума, приведенного ко входу;

ONoise – корень квадратный из спектральной плотности выходного напряжения шума (моделирование для INoise и ONoise надо производить отдельно от моделирования других параметров).

Также можно произвести моделирование для определения тока(ов), запись I(R1) – обозначает необходимость расчета тока через элемент R1. Возможной формой записи является V(n,k) – моделирование напряжения между узлами n,k. На рисунке 19 приведен внешний вид окна задания параметров моделирования (Analysis→AC...). При задании необходимых к выводу данных можно использовать простые арифметические и логические операции.

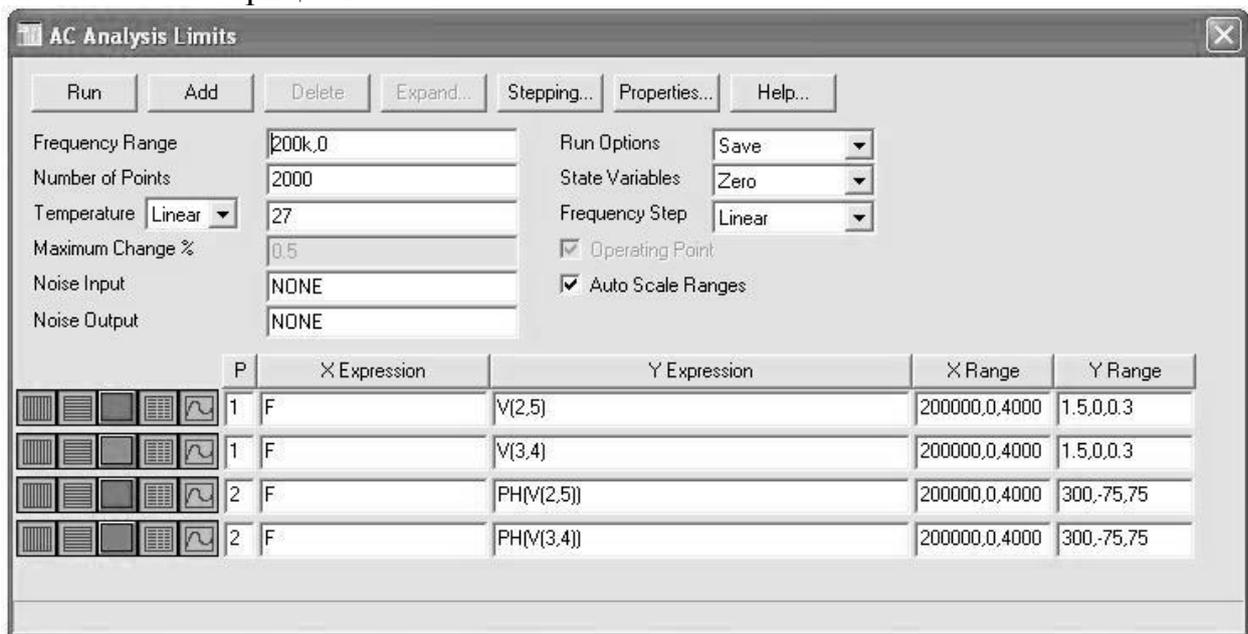


Рисунок 19. Окно параметров моделирования.

Для просмотра всех доступных операций, активировав элемент ввода, сделаем щелчок правой кнопкой мыши → Operators, там же доступны для просмотра и использования другие возможности задания результирующих параметров моделирования. При использовании операции деления возможно переполнение в случае деления на ноль. Результаты моделирования можно вывести в файл в виде числовых векторов, для этого необходимо вызвать окно Properties (F10 или кнопка панели меню), далее Save Curves выбрать путь и необходимые для сохранения данные. Задание параметров вкладки Stepping... позволяет получать наборы данных для изменяемых параметров схемы в выбранном диапазоне значений, полученные данные можно использовать при синтезе электрических цепей. В «Micro-Cap» для синтеза фильтров предусмотрен специальный режим, главное меню Design. С помощью этого раздела, возможно, по заданным параметрам производить синтез схем активных и пассивных фильтров.

При моделировании параметров электрических фильтров надо учитывать особенности фазовых свойств, например, при задании параметра $V(1,2)$ мы получим значение одного напряжения, а при задании $V(2,1)$ другое, что соответствует $V(1,2) = -V(2,1)$ то есть $V(2,1)$ сдвинут на π рад. относительно $V(1,2)$ или можно сказать, что $V(1,2)$ и $V(2,1)$ находятся в противофазе, то же замечание касается практических измерение, например, при подключении клемм осциллографа.

Приведем некоторые результаты моделирования (рис. 20):

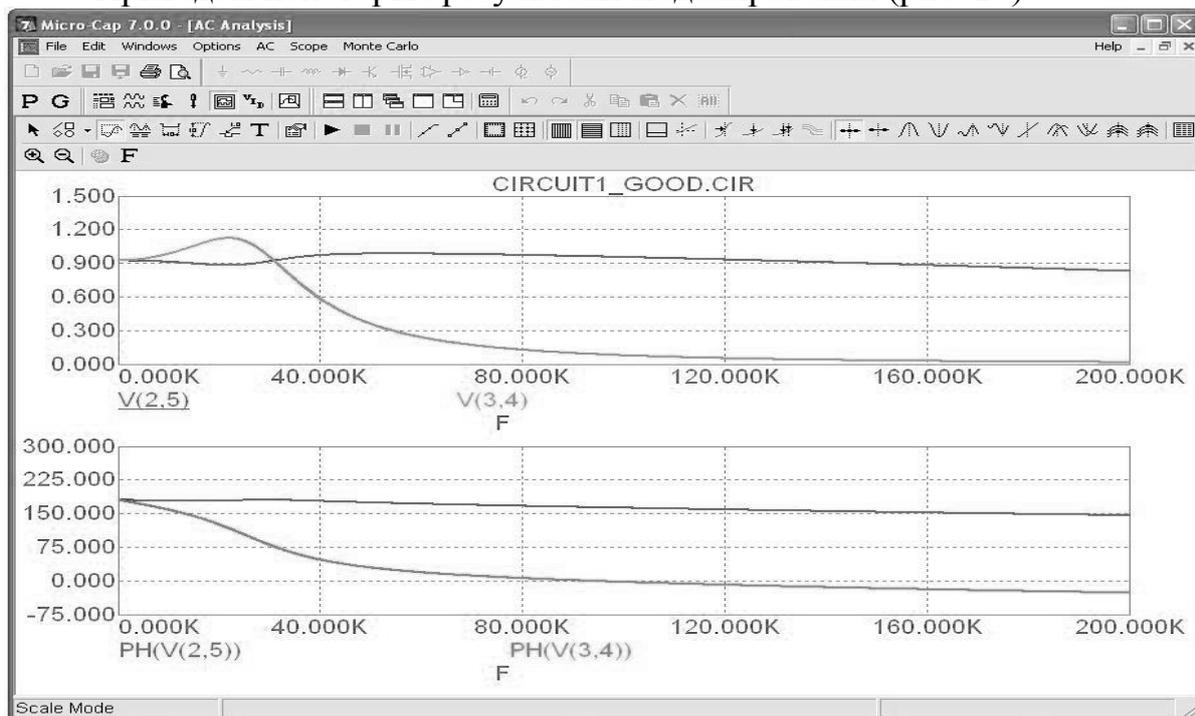


Рисунок 20. Графическое представление результатов в «Micro-Cap 7»

Сопоставление данных полученных при моделировании в «Micro-Cap 7» с данными, полученными в пакете «Mathematica» показывает их полное соответствие, что говорит о правильности моделирования.

Схемотехническое моделирование вольт-амперной характеристики полупроводникового диода

Рассмотрим пример моделирования ВАХ полупроводникового диода в программе Electronics Workbench (EW) (рис. 21). Для построения моделей в программе EW использован простой и наглядный интуитивный интерфейс.

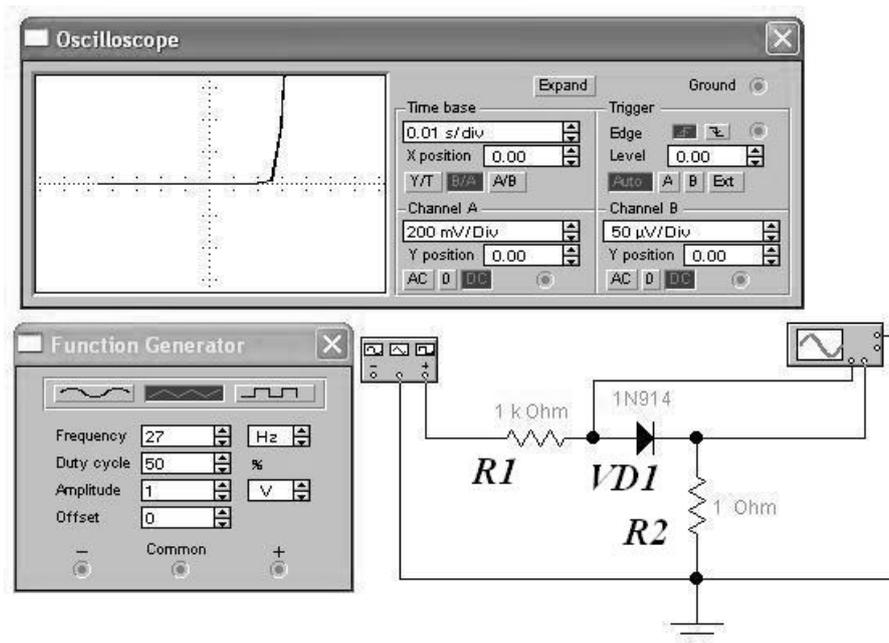


Рисунок 21. Схемотехническое моделирование ВАХ кремниевого диода.

Падение напряжения на кремниевом диоде VD1 (1N914 из библиотеки элементов программы) управляет разверткой луча осциллографа в горизонтальном направлении, вертикальной разверткой управляет падение напряжения на сопротивлении R2 (1 Ом), пропорциональное току, протекающему через диод. Назначение сопротивления R1 (1 кОм) ограничение тока через диод. В результате моделирования получается осциллограмма ВАХ диода, причем значение тока по вертикальной оси соответствует напряжению, благодаря коэффициенту пропорциональности единица ($R2 = 1 \text{ Ом}$).

Численные дискретные фильтры на основании преобразований Фурье

В современной практике передачи и преобразования информации фильтрацию данных часто производят при помощи дискретно-цифровых способов, реализованных на аппаратном или программном уровне. При использовании спектральных преобразований полезно знать теорему Котельникова (в англоязычной литературе — теорема Найквиста) которая гласит: функция с ограниченным спектром полностью определяется своими значениями, отсчитанными через интервалы $\Delta t = 1/2f$, где f — ширина спектра.

Рассмотрим пример, когда необходимо производить фильтрацию таких данных. Пусть спектр частот полезного сигнала не превышает 1кГц, при дискретизации, в соответствии с теоремой Котельникова, 2кГц (получение данных 2000 раз в секунду) мы имеем возможность описания процесса без потерь. При получении каждого элемента данных в нем

присутствует шумовая составляющая, при этом известно, что частота шума много выше частоты полезного сигнала. Следовательно, в результате измерений мы будем иметь сумму полезного сигнала и шума, причем шум в принятом сигнале будет иметь частоты, сопоставимые с полезным сигналом. Решением подобной задачи может быть повышение частоты дискретизации, чтобы спектрально разделить полезный сигнал и шум. Далее остается произвести фильтрацию данных с учетом частоты полезного сигнала и теоремы Котельникова, полученный вектор данных будет содержать отфильтрованный полезный сигнал.

Любая периодическая функция $S(t)$, удовлетворяющая условию Дирихле, может быть представлена в виде ряда по тригонометрическим функциям:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)] \quad (34)$$

где:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cos(k\omega t) dt \quad (35)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \sin(k\omega t) dt \quad (36)$$

где: $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ – круговая частота, T – период, f – частота, t – аргумент функции, k – номер гармоники ($k = 0, 1, 2, \dots$), $S(t)$ – функция, спектр которой выражается через коэффициенты a_k, b_k .

Для практических вычислений используется численная форма выражений (34)–(36), при этом необходимо применять способ численного интегрирования (рис. 22), обычно для Фурье-преобразования применяют метод прямоугольников. На рис. 22 обозначены: S_p – значение функции в отсчете p , ($p=0, 1, \dots, m-1$).

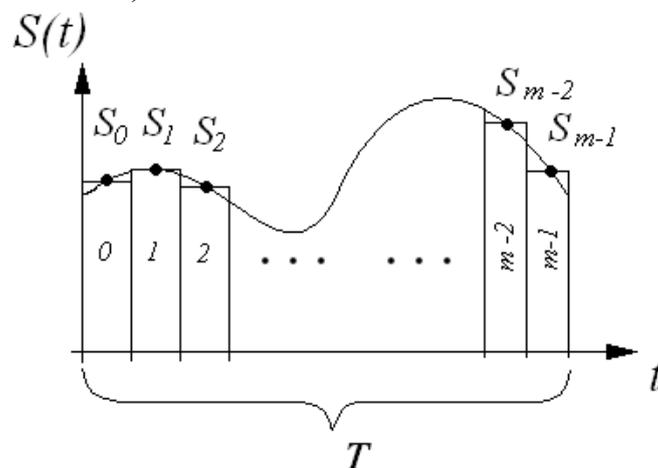


Рисунок 22. Иллюстрация к расчету гармонических коэффициентов Фурье.

В численном виде гармонические коэффициенты рассчитывают по формулам:

$$\begin{cases} a_k = \frac{2}{m} \sum_{p=0}^{m-1} S_p \cos\left[\frac{2\pi k p}{m}\right] \\ b_k = \frac{2}{m} \sum_{p=0}^{m-1} S_p \sin\left[\frac{2\pi k p}{m}\right] \end{cases} \quad (37)$$

С учетом, что при $k = 0$, $\cos(0) = 1$, а $\sin(0) = 0$ получаем:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{2}{m} \sum_{p=0}^{m-1} S_p \\ b_0 = 0 \end{cases} \quad (38)$$

где: a_0 – величина, которая выражает удвоенное среднее значение за период.

Обратное преобразование в численном виде:

$$S_p = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N \left[a_k \cos\left(\frac{2\pi k p}{m}\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi k p}{m}\right) \right], \quad (39)$$

где: N – число гармонических составляющих.

Амплитуду и фазу гармонических составляющих можно определить с помощью следующих выражений:

$$\begin{cases} \varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{b_k}{a_k} \\ A_k = \left| \dot{A}_k \right| = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \end{cases} \quad (40)$$

На основании свойств комплексного числа:

$$\dot{A} = A(\cos \varphi + i \sin \varphi) = A e^{i\varphi} \quad (41)$$

формул Эйлера:

$$\cos[nx] = \frac{e^{inx} + e^{-inx}}{2}, \quad \cos[nx] = i \frac{-e^{inx} + e^{-inx}}{2} \quad (42)$$

выражения (1.32 – 1.34) можно записать с помощью комплексных чисел в следующем виде, для прямого преобразования:

$$\dot{A}_k = \frac{1}{m} \sum_{p=0}^{m-1} S_p e^{\left[-i \frac{2\pi k p}{m}\right]} \quad (43)$$

где $\dot{A}_k = a_k - ib_k$ – комплексная амплитуда, $i = \sqrt{-1}$ – единичный вектор мнимой оси. Для обратного преобразования:

$$S_p = \sum_{k=0}^N \dot{A}_k e^{i \frac{2\pi k p}{m}} \quad (44)$$

В общем случае величина S_p , может быть комплексной \dot{S}_p .

Преобразования Фурье, являясь математической моделью, позволяющей произвести отображение сигнала с амплитудно-временной на амплитудно-частотную систему координат и обратно. Как у любой математической модели у преобразований Фурье есть свои особенности, которые необходимо учитывать. Например, при разложении на гармонические составляющие сигнала фактически имеющего непрерывный спектр, Фурье преобразование даст линейчатый спектр.

В практических дискретных преобразованиях Фурье (ДПФ) используются алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ). БПФ основано на том, что если число интервалов разбить на множители, то вычисление коэффициентов можно производить по рекуррентным формулам, требующим $m \log_2(m)$ операций, в то время как обычное преобразование требует m^2 операций, что позволяет существенно повысить скорость преобразований. БПФ используется в цифровых корреляторах, методах свертки, спектральном анализе, сжатии, фильтрации и др. методах обработки и анализа информации.

Пример использования ДПФ для фильтрации данных

Для лучшего понимания принципов преобразований Фурье рассмотрим пример. На рис. 23 приведены графики полезного сигнала и шума. Ширина спектра сигнала (рис. 24) много уже спектра шума (рис. 25).

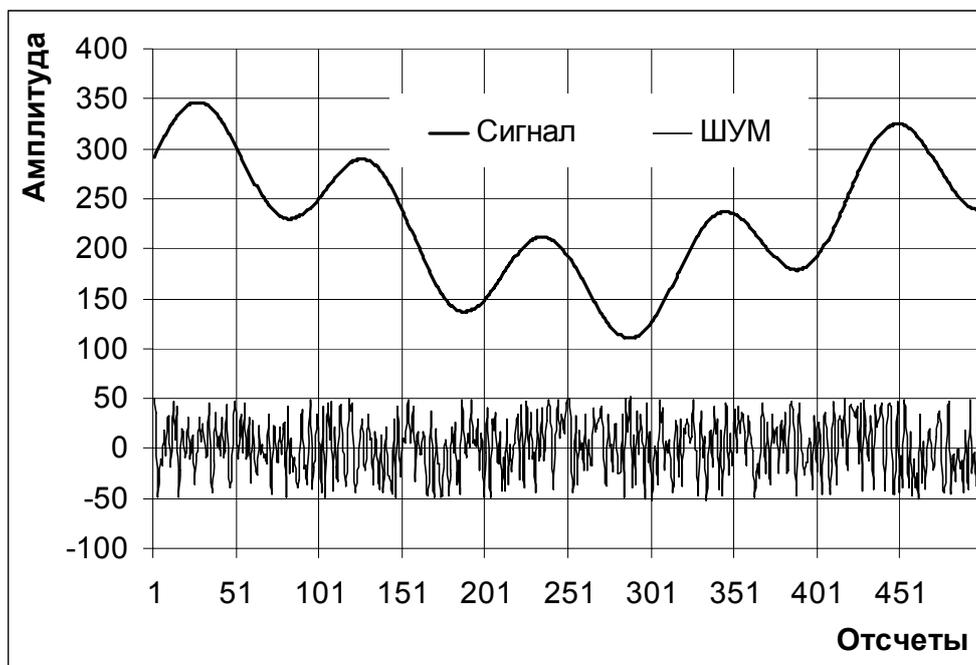


Рисунок 23. Диаграмм полезного сигнала и шума.

На основании спектрального анализа (рис. 24) можно заметить, что полоса сигнала практически ограничена пятью гармониками, с учетом особенностей спектрального анализа методом Фурье и проявления эффекта размытия для обратного преобразования необходимо использовать не менее десяти гармонических составляющих.

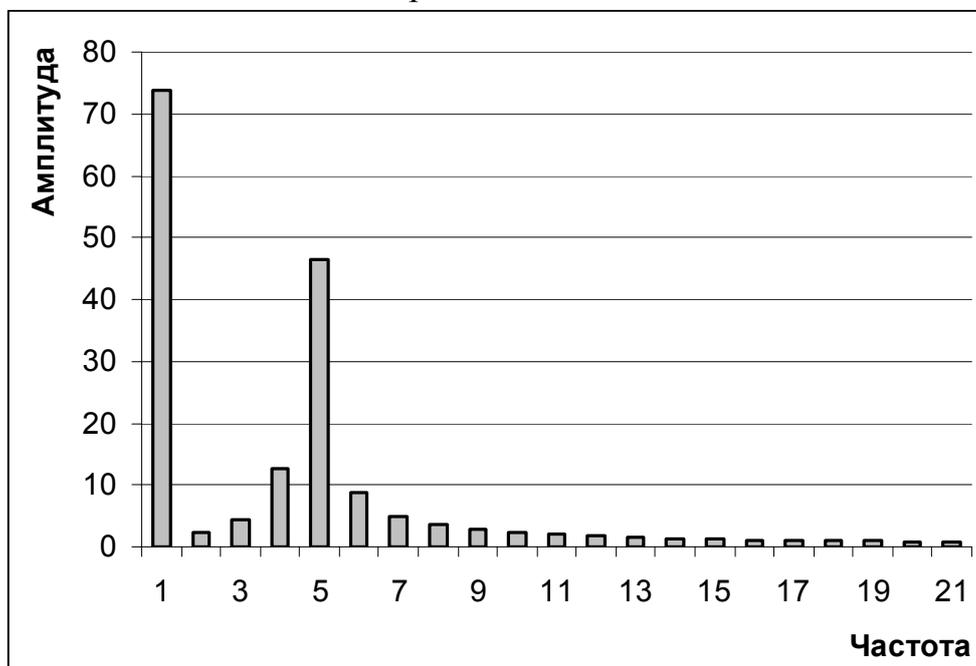


Рисунок 24. Спектр сигнала.

Спектр шума (рис. 25), представляет сплошной спектр характерный для шума называемого – белый шум.

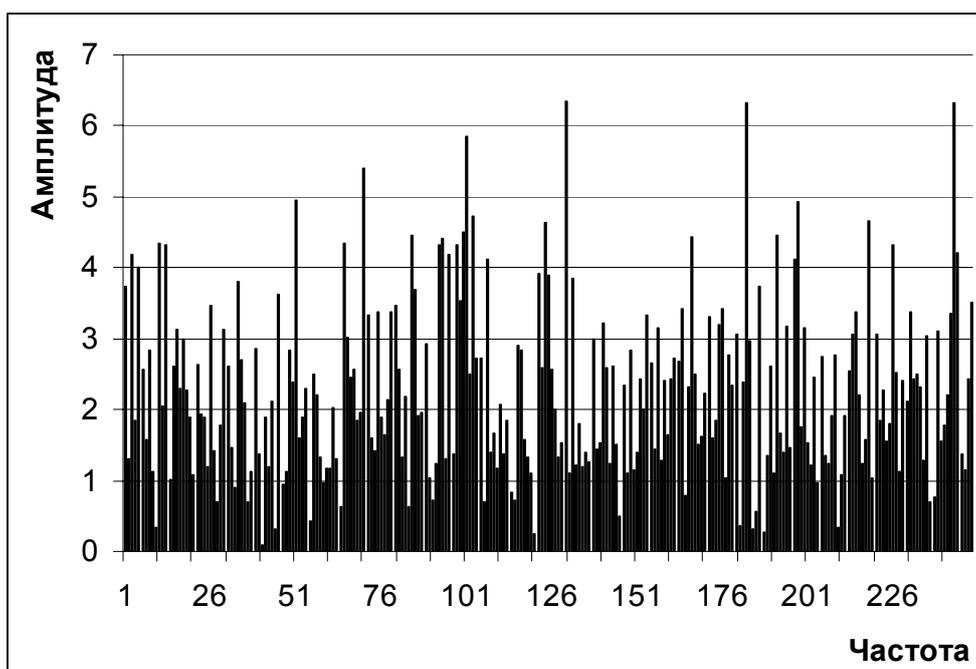


Рисунок 25. Спектр шума.

Спектральное сопоставление сигнала и шума показывает, что амплитуды главных гармоник сигнала ограничены значениями 75 и 45 единиц, амплитуда шума ограничена значениями до 6,5 единиц, при этом основная плотность амплитуд ограничена значениями 2 – 4 единицы.

Характер сигнала при сложении с шумом сильно меняется (рис. 26), при этом меняется его спектр (рис. 27).

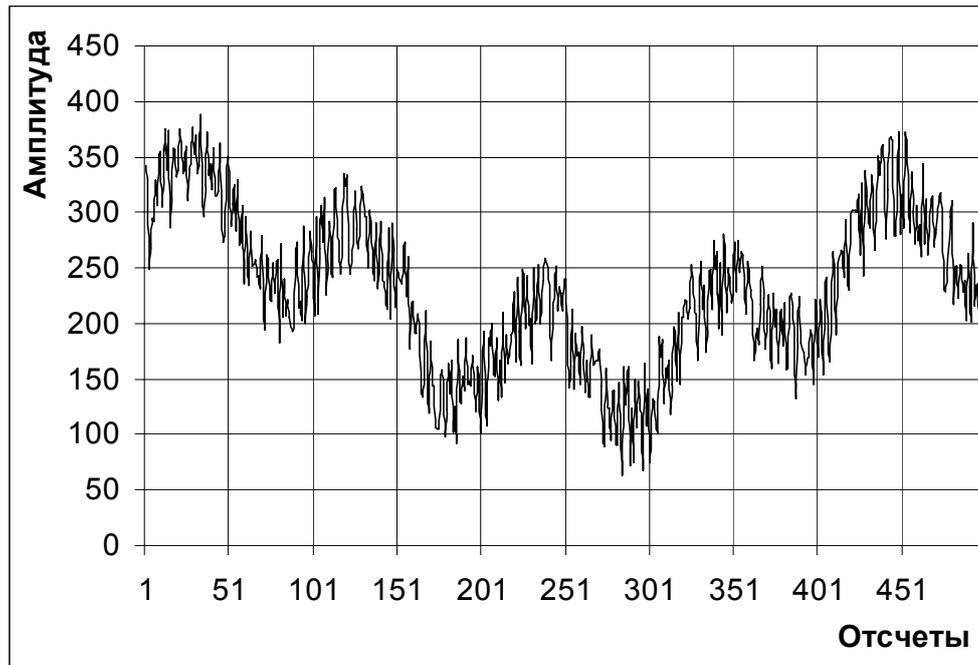


Рисунок 26. Сумма сигнала и шума.

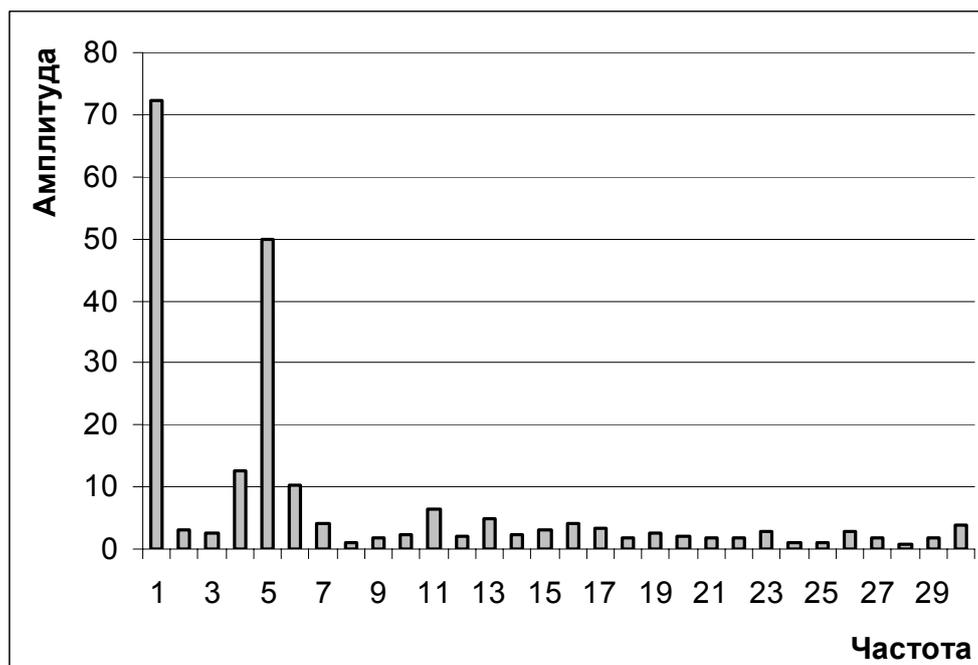


Рисунок 27. Спектр суммы сигнал, шум.

Фильтрация суммы сигнала и шума, произведенная на основе прямого и обратного (БПФ) позволяет выделить полезный сигнал практически не искаженным (рис. 28). Фильтрация производилась следующим образом: после прямого преобразования были выделены десять первых гармоник, на основе которых было произведено обратное преобразование. При уменьшении отношения амплитуд сигнал/шум и (или) большем совпадении спектров шума и сигнала будет наблюдаться уменьшение эффективности фильтрации.

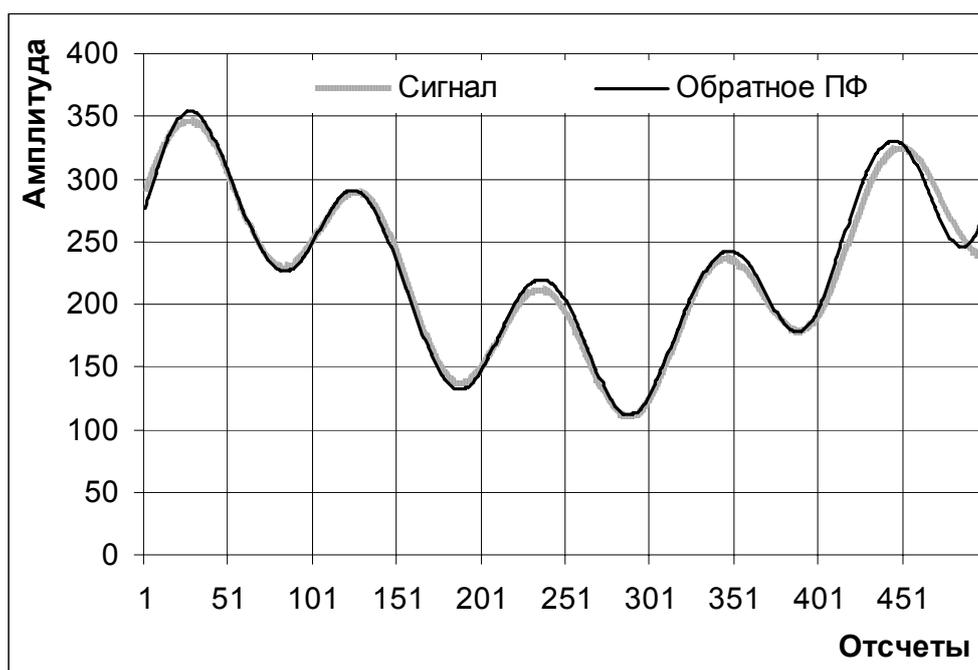


Рисунок 28. Фильтрация суммы сигнала и шума по первым десяти гармоникам и исходный сигнал.

ПРАКТИЧЕСКАЯ, ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Общие замечания

Перед началом выполнения практической, экспериментальной части необходимо ознакомиться с теоретическим материалом изложенном в данном пособии. Подготовить требующиеся таблицы для внесения данных. При получении экспериментальных данных необходимо быть очень внимательным т.к. этот этап работы определяет правильность дальнейших расчетов и выводов. Для обработки табличных данных и их графического представления удобно воспользоваться пакетом «Excel».

По результатам проделанной работы составляется отчет в соответствии с требованиями к оформлению.

Объект исследования

Цели

Выяснить эффективность работы фильтра «Гранит-8» для предотвращения: снятия информации методом ВЧ навязывания; прохождения микро ЭДС звонковой цепи в линию связи.

Задачи

Произвести измерения АЧХ и ФЧХ фильтра «Гранит-8»; измерить значение запирающего напряжения диодов. Произвести анализ полученных данных. Сделать выводы.

Приборы и материалы

Генератор синусоидальных импульсов (Г6-27), осциллограф двухлучевой (С1-93), фильтр «Гранит 8», соединительные провода (в лабораторной установке могут быть использованы аналоги указанных приборов).

Схема подключения

Блок-схема лабораторной установки (рис. 29) включает осциллограф, генератор и фильтр «Гранит-8». При подключении к осциллографу задействованы оба канала. Один канал позволяет контролировать амплитуду и фазу напряжения на выходе генератора, другой канал регистрирует параметры напряжения на выходе фильтра. При этом собственное сопротивление осциллографа 1 МОм.

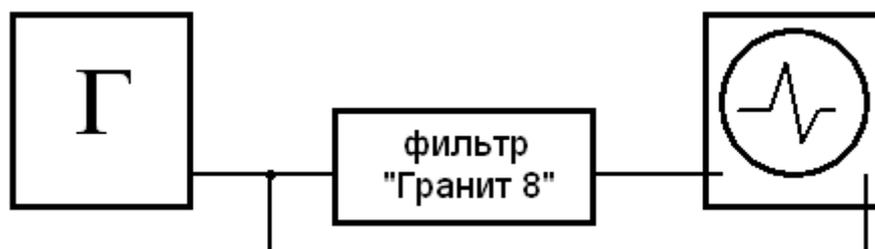


Рисунок 29. Блок-схема лабораторной установки.

Такая схема подключения позволит контролировать и поддерживать неизменным по амплитуде напряжение для различных частот на выходе генератора.

Для измерения АЧХ амплитуду на выходе генератора необходимо выбирать так, чтобы она была выше запирающего напряжения диодов, т.е. составляла единицы вольт. При этом на максимальных амплитудных значениях генератора могут наблюдаться искажения синусоидального сигнала, что также не желательно, т.к. приводит к появлению высших гармонических составляющих. Рекомендуемая амплитуда напряжения

снятия АЧХ 5–10 В. Форму сигнала на выходе генератора необходимо контролировать визуально по осциллограмме.

Экспериментальные измерения

Измерение АЧХ фильтра «Гранит-8». Напряжения U_1 и U_2 определяются по показаниям осциллографа с учетом коэффициентов деления, при этом необходимо помнить, что амплитудой называется максимальное отклонение от положения равновесия, т.е. разность максимального и минимального значения напряжений соответствует удвоенной амплитуде. Способ определения разности фаз подробно рассмотрен в разделе «Экспериментальное определение характеристик». Заполните следующую таблицу, измерения необходимо производить в диапазоне от 0 до 200 кГц:

Таблица 3. Результаты измерений АЧХ фильтра «Гранит-8».

f , Гц	Вход U_1 , В	Выход U_2 , В	$\varphi_{U1} - \varphi_{U2}$, рад
...

Следующие измерения направлены на измерение запирающего напряжения диодов. Заполните таблицу 4, измерения необходимо производить при изменении входного напряжения от 0 до 1,5 В, при этом надо внимательно отслеживать значение напряжения на входе при котором произойдет скачек напряжения на выходе. Частоту напряжения необходимо выбрать из диапазона передачи телефонных переговоров 200–3400 Гц.

Таблица 4. Результаты измерений запирающего напряжения диодов.

Вход U_1 , В	Выход U_2 , В
...	...

Обработка данных

В результате предварительной обработки данных необходимо вычислить коэффициент затухания по напряжению, в дБ и Нп и коэффициент фазы по формулам (16, 17), результаты расчетов занести в таблицу.

Таблица 5. Результаты расчетов коэффициентов: фазы и затухания по напряжению.

f , Гц	α , Нп	α , Дб	β , рад
...

По результатам (таблицы 4) необходимо построить графики зависимостей $\alpha(f)$ и $\beta(f)$.

По результатам измерений (таблица 3) необходимо построить график $U_2(U_1)$.

Выводы

На основании сделанных измерений и расчетов, необходимо сделать выводы об особенностях фильтра «Гранит-8», соответствия реальных характеристик полученных в ходе исследования заявленным производителем и эффективности его применения для обеспечения защиты речевой информации от утечки за счет акустоэлектрических преобразований через двухпроводные линии.

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

Типографские издания

1. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Л.Р., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники: 1 т. Учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2006. – 463 с.: ил.
2. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap7. – М.: Горячая линия –Телеком, 2003. –368 с.: ил.
3. Шаповалов П.П. Коммерческий технический шпионаж и пути его нейтрализации. – М.: ИИЦ "Телер", 1999. –196 с.: ил.
4. Каторин Ю.Ф., Куренков Е.В., Лысов А.В., Остапенко А.Н. Энциклопедия промышленного шпионажа. –СПб.: Полигон, 2000. – 511 с.: ил.
5. Устройство защиты телефонных линий и помещений от прослушивания "Цикада-М". Инструкция по эксплуатации. – М.: ТОО "Энсанос", 1998. –6 с.
6. Гатчин Ю.А. Ткачев К.О. Чиков К.Н. Лекционный курс «Инженерно-техническая защита информации» (часть 1) «Вопросы теории защиты информации от утечки по акустическим каналам» СПб.: СПбГУ ИТМО. 2009. – 110 с.
7. Сергиенко А. Е. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е СПб.: Питер. 2006. – 752 с.: ил.
8. Пасынков В.В. Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. СПб.: Лань. 2006. – 480 с.: ил.

Электронные ресурсы

9. ЗАО «Лаборатория ППШ» (<http://www.pps.ru/>).«Лаборатория ППШ» — одна из российских фирм, работающая в области защиты информации от несанкционированного доступа и от утечки по техническим каналам.
10. Фирма "СмерШ Техникс" (<http://www.spymarket.com/>). Фирма "СмерШ Техникс" представлена на рынке технических средств защиты информации с 1993 года. Приоритетными направлениями нашей деятельности являются разработка и производство радиоэлектронной аппаратуры предназначенной для работы в области защиты информации, связанной с обнаружением и идентификации радиоизлучений, анализа низкочастотных электрических и магнитных полей.
11. ООО "Центр информационной безопасности" (<http://bezpeka.com/>). ООО"Центр информационной безопасности" – украинское

- предприятие, специализирующееся в области информационных технологий и информационной безопасности.
12. ООО "Positive Technologies" (<http://www.securitylab.ru/>). SecurityLab.ru - информационный портал, оперативно и ежедневно рассказывающий о событиях в области защиты информации, интернет права и новых технологиях.
 13. Spectrum software (<http://www.spectrum-soft.com/index.shtm>). Официальный сайт компании «Spectrum Software», производителя «Micro-Cap».
 14. Wolfram Research, Inc. (<http://www.wolfram.com/>). Официальный сайт компании «Wolfram», производителя «Mathematica».
 15. Electronics Workbench. (<http://interactiv.com/>). Официальный сайт компании «National Instruments Corporation», производителя «Electronics Workbench».
 16. Справочник по расчету RLC-цепей (<http://lc-filters.voronezh.net/>). Ресурс посвящен программе «LC-Designer» расчета LC-схем, представлен подробный справочник.
 17. Быстрое преобразование Фурье (<http://psi-logic.narod.ru/fft/fft.htm>). Ресурс содержит исходный код работающей программы для вычисления БПФ, подробное объяснение принципа ее работы.
 18. БПФ комплексной функции (<http://alglib.sources.ru/fft/fft.php>). Ресурс содержит исходный код для вычисления БПФ, объяснение принципа ее работы.
 19. Украинский ресурс по безопасности (<http://kiev-security.org.ua/>). Ресурс содержит множество статей посвященных вопросам информационной безопасности.



СПбГУ ИТМО стал победителем конкурса инновационных образовательных программ вузов России на 2007–2008 годы и успешно реализовал инновационную образовательную программу «Инновационная система подготовки специалистов нового поколения в области информационных и оптических технологий», что позволило выйти на качественно новый уровень подготовки выпускников и удовлетворять возрастающий спрос на специалистов в информационной, оптической и других высокотехнологичных отраслях науки. Реализация этой программы создала основу формирования программы дальнейшего развития вуза до 2015 года, включая внедрение современной модели образования.

КАФЕДРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ

1945-1966 РЛПУ (кафедра радиолокационных приборов и устройств). Решением Советского правительства в августе 1945 г. в ЛИТМО был открыт факультет электроприборостроения. Приказом по институту от 17 сентября 1945 г. на этом факультете была организована кафедра радиолокационных приборов и устройств, которая стала готовить инженеров, специализирующихся в новых направлениях радиоэлектронной техники, таких как радиолокация, радиоуправление, теленавигация и др. Организатором и первым заведующим кафедрой был д.т.н., профессор С.И. Зилитинкевич (до 1951 г.). Выпускникам кафедры присваивалась квалификация инженер-радиомеханик, а с 1956 г. – радиоинженер (специальность 0705).

В разные годы кафедрой заведовали доцент Б.С. Мишин, доцент И.П. Захаров, доцент А.Н. Иванов.

1966–1970 КиПРЭА (кафедра конструирования и производства радиоэлектронной аппаратуры). Каждый учебный план специальности 0705 коренным образом отличался от предыдущих планов радиотехнической специальности своей четко выраженной конструкторско-технологической направленностью. Оканчивающим институт по этой специальности присваивалась квалификация инженер-конструктор-технолог РЭА. Заведовал кафедрой доцент А.Н. Иванов.

1970–1988 КиПЭВА (кафедра конструирования и производства электронной вычислительной аппаратуры). Бурное развитие электронной вычислительной техники и внедрение ее во все отрасли народного хозяйства потребовали от отечественной радиоэлектронной промышленности решения новых ответственных задач. Кафедра стала готовить инженеров по специальности 0648. Подготовка проводилась по двум направлениям – автоматизация конструирования ЭВА и технология микроэлектронных устройств ЭВА. Заведовали кафедрой: д.т.н., проф. В.В. Новиков (до 1976 г.), затем проф. Г.А. Петухов.

1988–1997 МАИ (кафедра микроэлектроники и автоматизации проектирования). Кафедра выпускала инженеров-конструкторов-технологов по микроэлектронике и автоматизации проектирования вычислительных средств (специальность 2205). Выпускники этой кафедры имеют хорошую технологическую подготовку и успешно работают как в производстве полупроводниковых интегральных микросхем, так и при их проектировании, используя современные методы автоматизации проектирования. Инженеры специальности 2205 требуются микроэлектронной промышленности и предприятиям-разработчикам вычислительных систем. Кафедрой с 1988 г. по 1992 г. руководил проф. С.А. Арустамов, затем снова проф. Г.А. Петухов.

С **1997 ПКС** (кафедра проектирования компьютерных систем). Кафедра выпускает инженеров по специальности 210202 «Проектирование и технология электронно-вычислительных средств». Область профессиональной деятельности выпускников включает в себя проектирование, конструирование и технологию электронных средств, отвечающих целям их функционирования, требованиям надежности, проекта и условиям эксплуатации. Кроме того, кафедра готовит специалистов по защите информации, специальность 090104 «Комплексная защита объектов информатизации». Объектами профессиональной деятельности специалиста по защите информации являются методы, средства и системы обеспечения защиты информации на объектах информатизации.

С 1996 г. кафедрой заведует д.т.н., профессор Ю.А. Гатчин.

За время своего существования кафедра выпустила 4264 инженеров. На кафедре защищено 65 кандидатских и 7 докторских диссертаций.