

Содержание

Введение	4
Лабораторная работа №1 Моделирование воздействия на длинную линию электрического поля в зоне индукции	5
Лабораторная работа №2 Моделирование воздействия на длинную линию неоднородного магнитного поля в зоне индукции	16
Лабораторная работа №3 Моделирование взаимного влияния каналов в плоском четырехпроводном кабеле	24
Лабораторная работа №4 Моделирование взаимного влияния скрещенных двухпроводных линий передачи	37
Лабораторная работа №5 Исследование эффекта перекрестных искажений в РПУ	47
Лабораторная работа №6 Исследование эффекта блокирования радиоприемного устройства	53

Введение

Сфера применения радиоэлектронного оборудования быстро расширяется наряду с количеством используемых радиосистем различного назначения. Эти средства функционируют в условиях ограниченного частотно-территориального ресурса. Данные обстоятельства обуславливают сложность технического использования радиочастотного спектра и обеспечения электромагнитной совместимости РЭО, т.е. условий нормальной работы оборудования без недопустимых взаимных электромагнитных помех.

Особенно актуальной эта проблема становится для гражданской авиации. Кроме этого, становится очевидным и то обстоятельство, что нежелательные каналы излучения и приема являются потенциальными источниками каналов утечки информации, не говоря о том, что они оказывают серьезное влияние на достоверность и точность информационных сообщений.

В связи с этим безусловным является необходимость уверенного владения специалистами в области защиты информации методами решения задач, относящихся к указанной проблематике.

В настоящих лабораторных работах исследуются методы оценки непреднамеренных электромагнитных помех, которые возникают как в результате межсистемного взаимодействия РЭО, так и в результате внутрисистемного характера.

Лабораторная работа № 1 (2 часа)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ НА ДЛИННУЮ ЛИНИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ЗОНЕ ИНДУКЦИИ

Цель работы: Оценка влияния электрического поля с током переменной частоты на неэкранированную линию связи.

1. Домашнее задание

1.1. Изучите содержание работы и основные теоретические сведения.

1.2. Ознакомьтесь с описанием программы расчета.

1.3. Оцените уровень напряженности, наводимой на линию связи в предложении согласованной нагрузки и в приближении цепей с сосредоточенными параметрами, предварительно рассчитав необходимые частичные емкости системы проводников (индуктивностью линии пренебречь).

Параметры геометрии проводников выбрать в соответствии со своим вариантом N (по согласованию с преподавателем: или номером бригады, или номером, под которым фамилия студента значится в журнале группы) задания согласно таблице.

При проведении расчетов для всех вариантов принять напряжение силового кабеля равным $U = 600$ В при частоте $f = 500$ кГц, а высоту подвеса силового провода $H = 2$ м.

Замечания:

1) при меньшем значении напряжения силового провода относительно земли уровень помехового воздействия может оказаться недостаточным для изучения структуры распределения напряжения вдоль линии;

2) частота 500 кГц выбрана для наглядности представления распределения напряжения вдоль линии при рекомендованных в задании длинах исследуемых линий связи;

3) в расчетной модели принято представление сопротивлений нагрузок линии в виде:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad \underline{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j \cdot \omega \cdot R_2 \cdot C_2}$$

1.4. Рассматриваемый вариант задания сопротивлений Z_1 и Z_2 на концах длинной линии соответствует стандартным (наиболее часто встречающимся) на практике случаям выходного сопротивления Z_1 и входного сопротивления Z_2 блоков электронных устройств.

2. Содержание работы

В данной работе на основе модели электродинамической системы, образованной протяженной неэкранированной линией связи, находящейся в квазистатическом электрическом поле параллельного ей провода с переменным током, расположенного параллельно земле, исследуются помеховые

напряжения и токи, наводимые в сигнальных проводниках линии и на входных и выходных зажимах, подключенных к ней электронных устройств. Параметры электронных устройств, подключенных к входным и выходным зажимам линии связи (ЛС), моделируются эквивалентными сопротивлениями Z_1 и Z_2 , соответственно на входе и выходе ЛС. При этом учитывается, что выходные сопротивления электронных блоков имеют, как правило, малые сопротивления (десятки Ом), а входные сопротивления, наоборот, характеризуются большими величинами сопротивлений (десятки и даже сотни килом).

Линия связи моделируется двухпроводной длинной линией [1.1], которая описывается в терминах цепей с распределенными параметрами, то есть первичными параметрами удельного (погонного) продольного сопротивления $Z_0=R_0+j\omega L_0$ и удельной (погонной) поперечной проводимости $Y_0=G_0+j\omega C_0$. Учитывается влияние изоляции проводников, в предположении, что изолирующий материал гибкий (например, фторопласт или винилхлорид).

При расчете приняты следующие обозначения.

Вторичные параметры длинной линии без потерь:

- постоянная распространения волны в линии $\gamma=\alpha+j\beta$;
- волновое (характеристическое) сопротивление Z_B линии, обозначенное в работе как Z_C .

Предполагается, что проводники линии связи не искажают внешнее поле падающей волны.

В таком приближении задача имеет аналитическое решение, алгоритм получения которого изложен в теоретической справке, однако, учитывая сложный вид выражений, анализ вариантов помехового воздействия при изменении параметров электродинамической системы осуществляется с применением специализированной программы «ENC.exe».

3. Основные теоретические сведения

В лабораторной работе рассматривается построение модели воздействия электрического поля, создаваемого проводом с током переменной частоты, на линию связи. Предполагается, что ток в проводе определяется разностью потенциалов между проводом и землей. Моделирование проводится в квазистатическом приближении (в приближении отсутствия магнитной составляющей поля тока в проводе) для линии связи (ЛС) в виде протяженной (теоретически – бесконечно длинной) воздушной двухпроводной линии, размещенной над идеально проводящей поверхностью. ЛС рассматривается в приближении плоскопараллельной задачи (при постоянстве расстояния между силовым проводом и проводниками ЛС при расчете первичных параметров) и в терминах цепей с распределенными параметрами (при расчете токов и напряжений в ЛС). Схематическое изображение моделируемой системы показано на рис. 1.1.

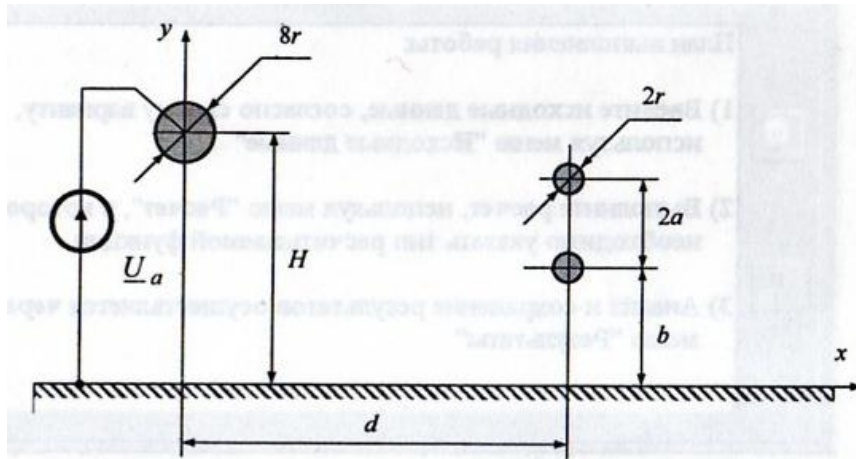


Рис. 1.1. Поперечное сечение расчетной модели системы провода силовой линии и проводников сигнальной линии

Заметим, что рассматриваемая модель имеет учебное назначение. Однако с применением метода наложения алгоритм расчета и результаты моделирования можно распространить и на случай воздействия на двухпроводную неэкранированную ЛС двух- и трехпроводных линий. В последнем случае решение задачи может оказаться полезным для оценки помех в ЛС, определяемых силовыми (в том числе и высоковольтными) линиями.

В расчетной модели провод силовой цепи диаметром $8r$ подвешен на высоте H над плоской поверхностью земли (с бесконечной проводимостью) и находится под синусоидальным напряжением \underline{U}_a частоты f . На расстоянии d от этого провода проложена линия связи с проводниками радиуса r , расстояние между которыми $2a$. Расстояние от центра нижнего проводника ЛС до поверхности земли равно b . Полагаем, что расстояния d и b много больше диаметров силового провода и проводников ЛС.

Для анализа влияния на характер и уровень помех относительной диэлектрической проницаемости изоляции проводов погонные параметры длинной линии корректируются в соответствии с известными оценочными рекомендациями [1.2]. В приближении «толстого» изолирующего слоя проводников линии погонная емкость двухпроводной линии определяется приближенной формулой

$$C_0 \approx \frac{\varepsilon_0 [1 + 0,25(\varepsilon_r - 1)]}{sf},$$

где sf – коэффициент формы линии связи, который зависит от формы, размеров и расположения проводов и его для двухпроводной линии, схематично представленной на рис. 1.2, можно вычислить по формуле:

$$sf = \frac{\ln \left[\frac{S}{D} + \sqrt{\left(\frac{S}{D} \right)^2 - 1} \right]}{2\pi}.$$

В приведенной формуле учтена ошибка, допущенная в выражении, приведенном в [1.2].

По существу, в формуле для расчета погонной емкости учтена эффективная относительная диэлектрическая проницаемость (то есть проницаемость, учитывающая факт локального заполнения пространства, в котором расположены проводники двухпроводной линии, диэлектриком).

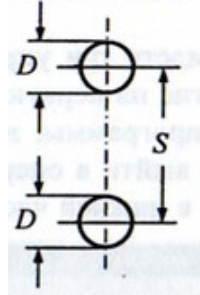


Рис. 1.2. Пояснение обозначений геометрических размеров в поперечном сечении длинной линии

Величину погонной индуктивности длинной линии можно определить по [1.1], а можно по приближенной формуле: $L_0 = C_0 Z_0^2$, где $Z_0 = 120\pi$.

Расчет помехового воздействия электрических процессов в силовой линии на ЛС в принятых допущениях основан на решении телеграфных уравнений для однородной длинной линии, которые в этом случае являются неоднородными.

Составление этих уравнений проводится по стандартному алгоритму:

- выделение элемента dz (вдоль продольной оси) однородной линии с удельными (отнесенными к единице длины) продольным сопротивлением r_0 , индуктивностью L_0 , поперечной проводимостью g_0 , емкостью C_0 ;
- запись уравнений Кирхгофа для контура, образованного прямым и обратным проводами на отрезке dz ЛС, и для узла – точки соединения двух отрезков dz .

Следуя алгоритму, телеграфное уравнение для контура запишется в виде:

$$\frac{\partial u}{\partial z} + R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} = 0, \quad (1.1)$$

где учтено, что внешний поток магнитной индукции, пронизывающий контур, отсутствует, то есть уравнение записано в допущении пренебрежения влиянием внешнего магнитного поля, создаваемого силовым кабелем. Такой подход допустим при расчете помеховых полей в зоне индукции, где приемлемо разделение влияния за счет электрического и магнитного полей.

Второе телеграфное уравнение получается из закона сохранения заряда (из уравнения непрерывности) в узле*. Однако в отличие от автономной двухпроводной линии, для которой применимо понятие погонной конденсаторной емкости (вследствие выполнения равенства $\tau_1 = -\tau_2$, где τ_1 и τ_2 –

линейные заряды осей проводников), непосредственное применение закона сохранения заряда в виде уравнения по первому закону Кирхгофа в нашем случае – невозможно. Здесь уравнения (соответственно для прямого и обратного проводов ЛС с учетом выбранных положительных направлений токов) принимают вид:

$$\frac{\partial i}{\partial z} + G_0 u + \frac{\partial \tau_1}{\partial t} = 0, \quad (1.2)$$

$$\frac{\partial i}{\partial z} + G_0 u - \frac{\partial \tau_2}{\partial t} = 0. \quad (1.3)$$

В уравнениях (1.2) и (1.3) заряды τ_1 и τ_2 определяются как потенциалами проводов ЛС, так и зарядом силового провода.

Сложив выражения (1.2) и (1.3), получим:

$$\frac{\partial i}{\partial z} + G_0 u + \frac{\partial T}{\partial t} = 0, \quad (1.4)$$

где $T = \frac{\tau_1 - \tau_2}{2}$.

В уравнении (1.4) два неизвестных - τ_1 и τ_2 . Таким образом, в отличие от автономной двухпроводной линии, в нашем случае в двух телеграфных уравнениях (1.1) и (1.4) три неизвестных. Необходимое для решения задачи третье уравнение может быть получено с помощью следующего приема:

1) Согласно первой системе формул Максвелла, которая связывает заряды проводов с их потенциалами, записывается система уравнений, содержащая члены:

$$\alpha_{kp} \tau_p = \varphi_k, \quad (1.5)$$

где α_{kp} – потенциальные коэффициенты, определяемые геометрией системы проводов, то есть проводов ЛС и силового провода;
 φ_k – потенциалы проводов, которые пока неизвестны.

2) Согласно уравнению непрерывности для плотности полного тока, поток вектора плотности полного тока через цилиндрическую поверхность S единичной длины, охватывающей провода ЛС, равен нулю, что описывается уравнением:

$$\oint_S \left(\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \right) d\bar{S} = 0. \quad (1.6)$$

Рассмотрим каждое слагаемое подынтегрального выражения (1.6).

В силу электростатической теоремы Гаусса

$$\oint_S \bar{D} d\bar{S} = \sum_k \tau_k.$$

Сумма токов проводимости через торцевую часть поверхности S равна нулю, а через боковую поверхность – равна сумме токов проводимости через

активные проводимости g_{kk} гальванической связи каждого провода ЛС с «землей», что выражается уравнением:

$$\oint_S \bar{J} d\bar{S} = \sum_k g_{kk} \varphi_k.$$

Тогда уравнение (1.6) представится в виде:

$$\sum_k \left(\frac{\partial \tau_k}{\partial t} + g_{kk} \varphi_k \right) = 0. \quad (1.7)$$

Система уравнений (1.5) и (1.7) позволяет определить линейные плотности зарядов через заданные потенциалы проводов, оказывающих влияние на исследуемую ЛС и напряжение между ее проводами. После подстановки выражений этих линейных зарядов в (1.4) получается второе телеграфное уравнение.

Вернемся к нашей задаче и получим конкретные соотношения. Рассмотрение задачи проведем в частотной области (символическим методом), полагая, что режим в силовой линии гармонический, а провод силовой линии находится под потенциалом \underline{U}_a .

В частотной области уравнение (1.7) запишется в виде:

$$g_{11} \underline{\varphi}_1 + g_{22} \underline{\varphi}_2 + j\omega (\underline{\tau}_1 + \underline{\tau}_2) = 0. \quad (1.8)$$

Система уравнений, записанная по первой форме формул Максвелла, в частотной области имеет вид:

$$\begin{cases} \underline{U}_a = \alpha_{aa} \underline{\tau}_a + \alpha_{a1} \underline{\tau}_1 + \alpha_{a2} \underline{\tau}_2 & (1.9) \\ \underline{\varphi}_1 = \alpha_{1a} \underline{\tau}_a + \alpha_{11} \underline{\tau}_1 + \alpha_{12} \underline{\tau}_2 & (1.10) \\ \underline{\varphi}_2 = \alpha_{2a} \underline{\tau}_a + \alpha_{21} \underline{\tau}_1 + \alpha_{22} \underline{\tau}_2 & (1.11) \\ \underline{U} = \underline{\varphi}_1 - \underline{\varphi}_2. & (1.12) \end{cases}$$

В уравнениях (1.9) – (1.12) величины потенциальных коэффициентов α_{kp} – действительные числа, определяемые геометрией системы проводников в соответствии с теорией системы заряженных осей над проводящей поверхностью [1.1]:

$$\alpha_{aa} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{2H}{4r_0}; \quad \alpha_{11} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{2(b+2a)}{r_0}; \quad \alpha_{22} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{2b}{r_0};$$

$$\alpha_{a1} = \alpha_{1a} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{d^2 + (H+b+2a)^2}{d^2 + (H-b-2a)^2}; \quad \alpha_{a2} = \alpha_{2a} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{d^2 + (H+b)^2}{d^2 + (H-b)^2};$$

$$\alpha_{12} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{(b+a)}{a}.$$

Активные проводимости g_{kk} легко определить из аналогии между электростатическим и электростационарным полями (с заменой ϵ_r на σ) при

известных выражениях для собственных частичных емкостей протяженных проводников над проводящей плоскостью. В реальных системах величина σ окружающего проводники пространства весьма мала и соответственно g_{kk} можно пренебречь.

Решение системы уравнений (1.8) – (1.12) определяет связь между величинами \underline{T} , \underline{U} и \underline{U}_a в виде:

$$\underline{T} = \frac{\alpha_{aa}}{2\underline{T}_3} (\underline{T}_1 \underline{U} + \underline{T}_2 \underline{U}_a),$$

где

$$\underline{T}_1 = 2j\omega\alpha_{aa} \frac{g_{11} - g_{22}}{g_{11} + g_{22}} + g_{11} [\alpha_{aa}(\alpha_{11} + \alpha_{12}) - \alpha_{a1}(\alpha_{a1} + \alpha_{a2})] - \\ - g_{22} [\alpha_{aa}(\alpha_{22} + \alpha_{12}) - \alpha_{a2}(\alpha_{a1} + \alpha_{a2})];$$

$$\underline{T}_2 = 2j\omega(\alpha_{a2} - \alpha_{a1}) + (g_{11} + g_{22}) [\alpha_{a2}(\alpha_{11} + \alpha_{12}) - \alpha_{a1}(\alpha_{22} + \alpha_{12})];$$

$$\underline{T}_3 = j\omega\alpha_{aa} [\alpha_{aa}(\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22}) - (\alpha_{a1} - \alpha_{a2})^2] - \\ - (g_{11} + g_{22}) [(\alpha_{11}\alpha_{aa} + \alpha_{a1}^2)(\alpha_{22}\alpha_{aa} + \alpha_{a2}^2) - (\alpha_{12}\alpha_{aa} - \alpha_{a1}\alpha_{a2})].$$

при σ равно нулю и соответственно $g_{kk}=0$, выражение для \underline{T} примет вид:

$$\underline{T} = \frac{\alpha_{aa}\underline{U} - (\alpha_{a1} - \alpha_{a2})\underline{U}_a}{\alpha_{aa}(\alpha_{11} - 2\alpha_{12} + \alpha_{22}) - (\alpha_{a1} - \alpha_{a2})^2}. \quad (1.13)$$

В предельном случае, когда расстояние от ЛС до силового провода стремится к бесконечности, выражение (1.13) превращается в известную связь между зарядом τ двухпроводной линии передачи и разностью потенциалов между ее заряженными осями, так как α_{a1} и α_{a2} стремятся к нулю.

С учетом (1.13) выражение (1.4) в частотной области принимает вид:

$$\frac{d\underline{I}}{dz} + \underline{Y}_1 \underline{U} = -\frac{j\omega\alpha_{aa}\underline{T}_2}{2\underline{T}_3} \underline{U}_a, \quad (1.14)$$

где

$$\underline{Y}_1 = G_0 + \frac{j\omega\alpha_{aa}\underline{T}_1}{2\underline{T}_3}.$$

Выражение (1.14) является вторым уравнением (уравнением для тока) в системе телеграфных уравнений, описывающих режим в ЛС.

Решение полученной системы телеграфных уравнений осуществляется приведением ее к одному уравнению с одним неизвестным по традиционному алгоритму – дифференцированием одного из них по продольной координате (в нашем случае по координате z) с последующей подстановкой в него выражения для второй переменной из другого уравнения. В рассматриваемом случае получим:

$$\frac{d^2 \underline{U}}{dz^2} - \underline{Z}_0 \underline{Y}_1 \underline{U} = \underline{Z}_0 \frac{j\omega \alpha_{aa} \underline{T}_2}{2\underline{T}_3} \underline{U}_a \quad (1.15)$$

и

$$\frac{d^2 \underline{I}}{dz^2} - \underline{Z}_0 \underline{Y}_1 \underline{I} = 0,$$

где $\underline{Z}_0 = R_0 + j\omega L_0$ – комплексное продольное погонное сопротивление ЛС.

Решение неоднородного дифференциального уравнения (1.15) будем искать в виде:

$$\underline{U} = \underline{A}_1 e^{-\gamma_1 z} + \underline{A}_2 e^{\gamma_1 z} - \underline{U}_{a1}, \quad (1.16)$$

где $\underline{U}_{a1} = \frac{j\omega \alpha_{aa} \underline{T}_2}{2\underline{T}_3 \underline{Y}_1} \underline{U}_a$ – частное решение неоднородного дифференциального уравнения;

$\pm \gamma_1 = \pm \sqrt{\underline{Z}_0 \underline{Y}_1}$ – корни характеристического уравнения дифференциального уравнения (1.15) – постоянные распространения волн в ЛС;

\underline{A}_1 и \underline{A}_2 – постоянные интегрирования, определяемые из граничных условий (ГУ).

Следуя стандартному алгоритму определения постоянных интегрирования при решении телеграфных уравнений для длинной линии, применение граничных условий осуществляется либо при $z=0$, либо при $z=l$. Для этого необходимо и достаточно записать решение для тока.

Выражение решения для тока получим из (1.1), записанного для частотной области, и выражения (1.16):

$$\underline{I} = \frac{1}{\underline{Z}_0} \frac{d\underline{U}}{dz} = \frac{1}{\underline{Z}_{C1}} (\underline{A}_1 e^{-\gamma_1 z} - \underline{A}_2 e^{\gamma_1 z}),$$

где $\underline{Z}_{C1} = \sqrt{\frac{\underline{Z}_0}{\underline{Y}_1}}$.

Однако в отличие от расчета режима в длинной линии, возбуждаемой источником, подключенным к одному из ее концов, в данном случае решение необходимо искать при воздействии на ЛС внешнего источника, не связанного с ней гальванически. При этом решение (точнее постоянные интегрирования) необходимо искать, удовлетворяя ГУ одновременно и при $z=0$, и при $z=l$, так как при такой постановке задачи возникает необходимость определения шести неизвестных (включая постоянные интегрирования), а именно:

- напряжений и токов на концах ЛС – четыре неизвестные;
- постоянные интегрирования – две неизвестные.

Осуществим действия по описанному алгоритму.

Из ГУ при $z=0$ получим:

$$\begin{aligned}\underline{U}_1 &= \underline{A}_1 + \underline{A}_2 - \underline{U}_{a1}, \\ \underline{Z}_{C1} \underline{I}_1 &= \underline{A}_1 - \underline{A}_2, \\ \underline{U}_1 &= -\underline{Z}_1 \underline{I}_1,\end{aligned}$$

где Z_1 – комплексное сопротивление, подключенное к ЛС при $z=0$, а знак минус в последнем равенстве определяется противоположной направленностью стрелок напряжения и тока на входных зажимах ЛС (как четырехполюсника).

Из ГУ при $z=l$ получим:

$$\begin{aligned}\underline{U}_2 &= \underline{A}_1 e^{-\gamma_1 l} + \underline{A}_2 e^{\gamma_1 l} - \underline{U}_{a1}, \\ \underline{Z}_C \underline{I}_2 &= \underline{A}_1 e^{-\gamma_1 l} - \underline{A}_2 e^{\gamma_1 l}, \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}_2 \underline{I}_2,\end{aligned}$$

где Z_2 — комплексное сопротивление, подключенное к ЛС при $z=l$.

Решая систему из этих шести уравнений и подставив найденные соотношения в (1.16), получаем выражение для распределения напряжения помехи вдоль ЛС

$$\underline{U} = \underline{U}_{a1} \left\{ \frac{\underline{Z}_{C1}}{\Delta_1} [\underline{Z}_{C1} (\text{sh } \gamma_1 z + \text{sh } \gamma_1 (l-z)) + \underline{Z}_1 \text{ch } \gamma_1 z + \underline{Z}_2 \text{ch } \gamma_1 (l-z)] - 1 \right\}, \quad (1.17)$$

где $\Delta_1 = \underline{Z}_{C1} (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \text{ch } \gamma_1 l + (\underline{Z}_{C1}^2 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_2) \text{sh } \gamma_1 l$.

Полученное выражение (1.17) позволяет сделать следующие выводы:

1) с точки зрения оценки помехового воздействия на ЭВА за счет помехи, наводимой в ЛС, наибольший интерес представляют напряжения на концах ЛС, которые легко получить соответствующими подстановками координат концов ЛС в выражение (1.17);

2) в частном случае, при согласованной на обоих концах линии связи, т. е. при $\underline{Z}_{C1} = \underline{Z}_1 = \underline{Z}_2$:

$$\underline{U} = \underline{U}_{a1} e^{-\frac{\gamma_1 l}{2}} \text{ch } \gamma_1 \left(\frac{l}{2} - z \right);$$

3) если ЛС электрически «короткая», т. е. $\text{ch } \gamma_1 l \approx 1$, $\text{sh } \gamma_1 l \approx \gamma_1 l$, то

$$\underline{U} = -\underline{U}_{a1} \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 \underline{Y}_1 l}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 \underline{Y}_1) l},$$

а при согласованных нагрузках на концах

$$\underline{U} = -\underline{U}_{a1} \frac{\gamma_1 l}{2}.$$

Таким образом, полученные соотношения позволяют провести оценку помехового воздействия на ЛС электрической составляющей электромагнитного поля силовой цепи в зоне индукции в аналитическом виде. Однако, учитывая широкий спектр токов в силовых линиях и частотный метод получения решения задачи проникновения помех в ЛС, применение

специализированной программы для такого расчета существенно упростит задачу и ускорит процесс анализа.

4. Проведение лабораторного исследования

4.1. Определите исходные данные в соответствии с табл. 1.1.

Таблица 1.1

Варианты заданий

N п/п	l , м	b , м	d , м	a , см	r_0 , мм	ϵ_r	$Z_1; Z_2$
1	500	1,0	1,0	0,5	0,7	1,0	$R_1=40 \text{ Ом}$
2	600	0,5	1,5	0,2	0,5	1,5	$L_1=10^{-5} \text{ Гн}$
3	550	0,5	1,0	0,4	0,6	1,2	$R_2=4000 \text{ Ом}$
4	570	0,8	1,2	0,2	0,4	1,8	$C_2=10^{-12} \text{ Ф}$
5	450	1,0	2,0	0,2	0,4	1,5	$R_1=100 \text{ Ом}$
6	600	1,2	2,5	0,4	0,5	2,0	$L_1=10^{-6} \text{ Гн}$
7	660	1,5	2,2	0,3	0,5	2,0	$R_2=6000 \text{ Ом}$
8	580	2,0	2,0	0,4	0,4	2,0	$C_2=10^{-10} \text{ Ф}$
9	850	2,0	1,0	0,5	0,4	1,5	$R_1=150 \text{ Ом}$
10	720	1,5	2,5	0,2	0,3	1,2	$L_1=10^{-7} \text{ Гн}$
11	800	2,0	1,5	0,3	0,4	1,8	$R_2=100 \text{ кОм}$
12	650	2,5	2,0	0,2	0,3	2,0	$C_2=10^{-10} \text{ Ф}$
13	640	1,5	2,0	0,3	0,3	2,0	$R_1=50 \text{ Ом}$
14	750	0,2	1,5	0,4	0,4	1,5	$L_1=10^{-6} \text{ Гн}$
15	900	2,0	1,0	0,3	0,4	1,5	$R_2=50 \text{ Ом}$
16	960	1,8	1,5	0,5	0,3	2,0	$C_2=10^{-10} \text{ Ф}$

4.2. Выполните расчет наводимого напряжения на линию связи при согласованной нагрузке.

4.3. Сравните результаты расчетов в п. 3.3 и п. 4.1.

4.4. Сократите в два раза расстояние между проводниками линии связи и повторите расчет п. 4.1 (после расчета восстановите исходное значение параметра).

4.5. Измените диаметр проводников ЛС в два раза и повторите расчет п. 4.1 (после расчета восстановите исходное значение параметра).

4.6. Выполните расчет напряжения, наводимого на линию связи, при несогласованной нагрузке (при заданных Z_1 и Z_2).

4.7. Сравните результаты расчетов, полученных в пп. 4.3 – 4.5, с данными, полученными в п. 4.1.

4.8. Для случая несогласованных нагрузок на концах ЛС установите зависимость изменения амплитуды наводимого напряжения помехи от

изменения параметров модели: напряжение силового провода, расстояния между ними и линией связи.

4.9. Для случая несогласованных нагрузок на концах ЛС установите зависимость изменения амплитуды наводимого напряжения помехи от изменения относительной диэлектрической проницаемости изоляции проводников линии связи.

Контрольные вопросы

5.1. Какие механизмы проникновения помехи от проводов с токами (в частности от силовых цепей) в сигнальные линии связи Вы можете выделить?

5.2. Предложите комплекс мер по повышению помехоустойчивости рассматриваемой линии связи относительно полей провода с током.

5.3. Какие рекомендации можно дать для повышения помехоустойчивости линии связи?

5.4. Как качественно меняется распределение наводимого на линию напряжения при разнесении проводников линии на большее расстояние (увеличение величины a)?

5.5. Какое влияние на величину наводимого на линию напряжения оказывает изменение относительной диэлектрической проницаемости изоляции проводников ЛС?

5.6. Какое влияние на величину наводимого на линию напряжения оказывает изменение диаметров проводников ЛС?

5.7. Как влияет уровень напряжения, приложенного к проводу с током, на величину и характер помехового воздействия?

5.8. Как влияет частота напряжения, приложенного к проводу с током, на величину и характер помехового воздействия?

Литература

1. Теоретические основы электротехники. Т.2 Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля /под ред. П.А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1976. - С. 172 — 174.

2. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами /пер. с англ. В.А. Исаакяна /под ред. Б.Н. Файзулаева. – М.: Мир, 1990. - С. 194-200.

Лабораторная работа № 2 (2 часа)
МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ НА ДЛИННУЮ ЛИНИЮ
НЕОДНОРОДНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗОНЕ ИНДУКЦИИ

Цель работы: Исследование и оценка помеховых воздействий, наводимых на длинную линию.

1. Домашнее задание

1.1. Ознакомьтесь с содержанием работы и изучите основные теоретические сведения.

1.2. Ознакомьтесь с описанием программы расчета.

1.3. Запишите параметры длинной линии и параметров магнитного поля в соответствии с номером варианта N (по согласованию с преподавателем: или номером бригады, или номером, под которым фамилия студента значится в журнале группы) задания согласно табл. 2.1.

Таблица 2.1.

Варианты заданий

N п/п	l , м	b , м	a , см	r_0 , мм	f , МГц	$Z_1; Z_2$
1	20	5	0,2	0,3	1	$R_1=40 \text{ Ом}$
2	30	2	0,3	0,3	2	$L_1=10^{-5} \text{ Гн}$
3	15	1	0,2	0,3	6	$R_2=4000 \text{ Ом}$
4	25	10	0,3	0,3	8	$C_2=10^{-9} \text{ Ф}$
5	30	10	0,2	0,4	5	$R_1=100 \text{ Ом}$
6	40	20	0,3	0,4	7	$L_1=10^{-6} \text{ Гн}$
7	20	5	0,3	0,3	9	$R_2=6000 \text{ Ом}$
8	30	15	0,3	0,4	2	$C_2=10^{-9} \text{ Ф}$
9	12	1	0,2	0,3	10	$R_1=150 \text{ Ом}$
10	25	12	0,3	0,4	5	$L_1=10^{-7} \text{ Гн}$
11	30	5	0,3	0,3	8	$R_2=100 \text{ кОм}$
12	40	10	0,2	0,4	10	$C_2=10^{-6} \text{ Ф}$
13	15	4	0,2	0,4	10	$R_1=50 \text{ Ом}$
14	35	10	0,2	0,3	4	$L_1=10^{-6} \text{ Гн}$
15	20	1	0,2	0,4	2	$R_2=50 \text{ Ом}$
16	40	5	0,3	0,3	5	$C_2=10^{-9} \text{ Ф}$

Для всех вариантов:

— напряженность внешнего магнитного поля $H = 0,1 \text{ А/м}$;

— расстояние $d=10 \text{ м}$;

— относительная диэлектрическая проницаемость изоляции проводов ЛС

$\epsilon_r=2$.

Замечания:

1) При меньшем значении напряженности магнитного поля помехи уровень помехового воздействия может оказаться недостаточным для изучения распределения напряжения вдоль линии.

2) В расчетной модели принято задание сопротивлений нагрузок линии в виде:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad \underline{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$$

3) Рассматриваемый вариант задания сопротивлений \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 на концах длинной линии соответствует стандартным (наиболее часто встречающимся) на практике случаям выходного сопротивления \underline{Z}_1 и входного сопротивления \underline{Z}_2 блоков электронных устройств.

1.4. Считая длинную линию без потерь воздушной, рассчитайте первичные параметры линии (L_0 , C_0), в приближении однородной двухпроводной линии с неизолированными проводниками в свободном пространстве.

1.5. Считая длинную линию без потерь воздушной, рассчитайте первичные

параметры линии (L_0 , C_0) с учетом относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 2$ изоляции проводников.

1.6. Рассчитайте величину согласованной нагрузки линии при найденных первичных параметрах L_0 , C_0 для обоих вариантов изоляции проводов.

2. Содержание работы

В данной работе на основе модели электродинамической системы, образованной протяженной неэкранированной линией связи, находящейся в неоднородном гармоническом магнитном поле, исследуются помеховые напряжения и токи, наводимые в сигнальных проводниках линии и на входных и выходных зажимах, подключенных к ней электронных устройств. Параметры электронных устройств, подключенных к входным и выходным зажимам линии связи (ЛС), моделируются эквивалентными сопротивлениями \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 , соответственно на входе и выходе ЛС. При этом учитывается, что выходные сопротивления электронных блоков имеют, как правило, малые сопротивления (десятки Ом), а входные сопротивления, наоборот, большими величинами сопротивлений (десятки и даже сотни килоом).

Линия связи моделируется двухпроводной длинной линией, образованной параллельными проводниками, которая описывается в терминах цепей с распределенными параметрами, то есть первичными параметрами удельного (погонного) продольного сопротивления $Z_0 = R_0 + j\omega L_0$ и удельной (погонной) поперечной проводимости $Y_0 = G_0 + j\omega C_0$.

В работе исследуется напряжение, наводимое в двухпроводной длинной линии при локальном (в пределах длины l вдоль оси ЛС) неоднородном

внешнем магнитном поле, вектор напряженности которого ортогонален плоскости, в которой расположены проводники ЛС, как показано на рис. 2.1.

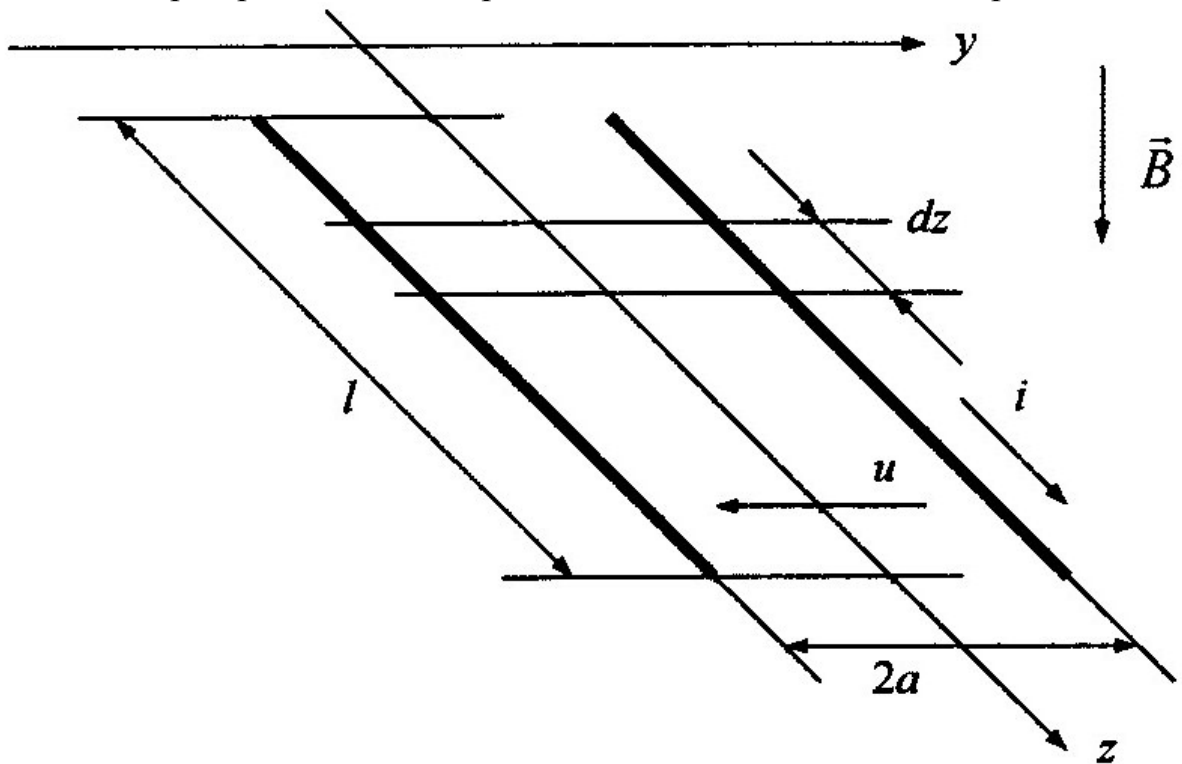


Рис. 2.1. Расчетная модель воздействия магнитного поля на ЛС

При расчете приняты следующие допущения.

Общая длина линии существенно больше области локального воздействия внешнего магнитного поля.

Предполагается, что проводники линии связи не искажают внешнее поле падающей волны.

Длинная линия предполагается без потерь, ее вторичные параметры имеют стандартные обозначения:

- постоянная распространения волны в линии $\gamma = \alpha + j\beta$;
- волновое (характеристическое) сопротивление $Z_{\text{в}} = Z_{\text{с}}$ линии.

В таком приближении задача имеет аналитическое решение, алгоритм получения которого изложен в теоретической справке, однако, учитывая сложный вид выражений, анализ вариантов помехового воздействия при изменении параметров электродинамической системы осуществляется с применением специализированной программы «EMC.exe».

3. Основные теоретические сведения

Рассмотрим воздействие неоднородного гармонического магнитного поля на длинную линию, образованную параллельными проводниками. Расчет проведем для случая, когда силовые линии магнитного поля ортогональны плоскости, проходящей через оси проводников линии (рис. 2.1). Ограничимся рассмотрением случая, когда поток отличен от нуля только в пределах участка

длиной L линии l , причем на этой длине L участка линии поток постоянен по амплитуде.

Для анализа влияния на характер и уровень помех относительной диэлектрической проницаемости изоляции проводов, погонные параметры длинной линии корректируются в соответствии с известными оценочными рекомендациями [2.2]. В приближении «толстого» изолирующего слоя проводников линии погонная емкость двухпроводной линии определяется приближенной формулой

$$C_0 \approx \varepsilon_0 \frac{[1 + 0.25(\varepsilon_r - 1)]}{sf}$$

где sf – коэффициент формы линии связи, зависящий от формы, размеров и расположения проводов и который для двухпроводной линии, схематично представленной на рис. 2.2, возможно вычислить по формуле:

$$sf = \frac{\ln \left[\frac{S}{D} + \sqrt{\left(\frac{S}{D} \right)^2 - 1} \right]}{2\pi}.$$

По существу, в формуле для расчета погонной емкости учтена эффективная относительная диэлектрическая проницаемость (то есть проницаемость, учитывающая факт локального заполнения пространства, в котором расположены проводники двухпроводной линии, диэлектриком).

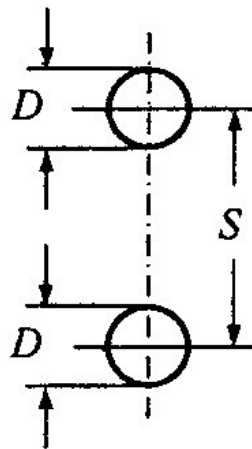


Рис. 2.2. Пояснение обозначений геометрических размеров в поперечном сечении длинной линии

Величину погонной индуктивности длинной линии можно определить согласно [2.1], а можно по приближенной формуле:

$$L_0 = C_0 Z_0^2, \text{ где } Z_0 = 120\pi.$$

Длинную линию можно представить как замкнутый контур. Тогда, рассматривая задачу в частотной области, воздействие магнитного поля на линию можно по второму уравнению Максвелла (или по закону Фарадея) записать в виде:

$$\oint \underline{E} d\bar{l} = -j\omega \int_S \underline{B} d\bar{S} = -j\omega \underline{\Phi} \quad \text{или} \quad \sum \underline{U} = -j\omega \underline{\Phi}.$$

Причем, так как в нашем случае $\underline{B} = \underline{B}(z) = \bar{x}^0 B_x(z)$, то поток вектора индукции магнитного поля через площадку, ограниченную всей длиной 1 линии, направлен ортогонально плоскости и вычисляется по формуле:

$$\underline{\Phi} = \int_S \underline{B}(z) d\bar{S} = \int_S B_x(z) dydz,$$

где $d\bar{S} = dydz \bar{x}^0$, а \bar{x}^0 – орт оси x .

Рассмотрим воздействие магнитного поля на малый участок dz длиной линии, считая, что плотность потока на этом участке не меняется в поперечном к оси линии направлении, то есть в пределах расстояния d . Тогда, с учетом предыдущего равенства,

$$d\underline{\Phi} = \int_S B_x(z) dydz = d \cdot \int_S B_x(z) dz = \int_S \Phi_x(z) dz,$$

где $d\Phi$ – поток через площадку $dS = d \cdot dz$;

$\Phi_x(z)$ – зависимость плотности потока от координаты z .

При этом произвольное значение плотности потока можно представить разложением в ряд Фурье по координате z :

$$\underline{\Phi}_x = \underline{\Phi}_0 + \sum_k \underline{\Phi}_k \sin\left(\frac{2k\pi z}{L} + \vartheta\right).$$

Участок длиной линии dz может быть представлен эквивалентной схемой рис. 2.3.

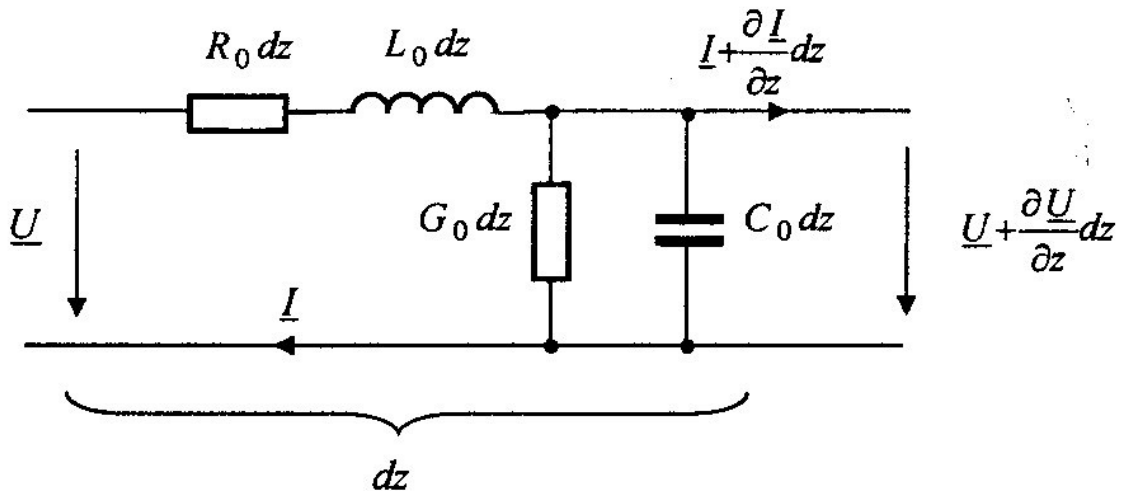


Рис. 2.3. Эквивалентная схема участка dz длиной линии (линии связи)

Уравнения Кирхгофа для этой эквивалентной схемы имеют вид (с учетом пренебрежения слагаемыми второго порядка малости):

$$\left. \begin{aligned} -\underline{U} + \underline{Z}_0 \frac{\partial \underline{U}}{\partial z} &= -j\omega \underline{\Phi}_x; \\ \underline{I} &= \underline{I} + \frac{\partial \underline{I}}{\partial z} dz + \underline{Y}_0 \left(\underline{U} + \frac{\partial \underline{U}}{\partial z} dz \right) dz; \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \underline{Z}_0 \underline{I} + \frac{\partial \underline{U}}{\partial z} = -j\omega \underline{\Phi}_x; \\ \frac{\partial \underline{I}}{\partial z} + \underline{Y}_0 \underline{U} = 0, \end{cases} \quad (2.1)$$

где $\underline{Z}_0 = R_0 + j\omega L$ и $\underline{Y}_0 = G_0 + j\omega C_0$ — удельные продольное сопротивление и поперечная проводимость линии связи.

В общем случае под воздействием поля находится не вся линия, а ее участок L , в то время как на остальную часть линии поле не воздействует. В этом случае можно рассмотреть участок ЛС L как линию, полностью находящуюся под действием поля и нагруженную на эквивалентные сопротивления присоединенных к ее концам участков ЛС, которые имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_1 &= \frac{\underline{Z}_\Gamma + \underline{Z}_C \operatorname{th}(\underline{\gamma} L_1)}{1 + \frac{\underline{Z}_\Gamma}{\underline{Z}_C} \operatorname{th}(\underline{\gamma} L_1)}, \\ \underline{Z}_2 &= \frac{\underline{Z}_\text{H} + \underline{Z}_C \operatorname{th}(\underline{\gamma} L_2)}{1 + \frac{\underline{Z}_\text{H}}{\underline{Z}_C} \operatorname{th}(\underline{\gamma} L_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

где L_1, L_2 — длины участков линии соответственно до и после участка L с воздействием магнитного поля, то есть $L_1 + L + L_2 = l$.

В программе значение L обозначено символом d , значение L_1 обозначено символом b , а L_2 вычисляется по формуле $L_2 = l - d - b$.

Решая систему уравнений (3.1) для каждой пространственно-частотной гармоники и учитывая, что воздействие поля на линию ограничено участком L , граничные условия на концах которой определяются (2.2), получим напряжение и ток на эквивалентной нагрузке (на конце участка линии длиной L):

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{Z}_1 \underline{B} \underline{B} - \underline{A} \underline{A}}{\operatorname{ch}(\underline{\gamma} L) \left(1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} \right) + \operatorname{sh}(\underline{\gamma} L) \left(\frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_2} + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_C} \right)}, \quad (2.3)$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_2}, \quad (2.4)$$

где $\underline{\gamma}$ — постоянная распространения волны в линии;

$$AA = \frac{j\omega}{\gamma} \left[\Phi_0 \operatorname{sh}(\gamma L) + \sum_k \Phi_k \frac{n}{1+n^2} (1 - \operatorname{ch}(\gamma L)) \right];$$

$$BB = \frac{j\omega}{\gamma Z_C} \left[\Phi_0 (1 - \operatorname{ch}(\gamma L)) + \sum_k \Phi_k \frac{n}{1+n^2} \operatorname{sh}(\gamma L) \right];$$

$$n = \frac{2k\pi}{\gamma L}.$$

При этом распределение напряжения вдоль участка линии, подверженного воздействию поля, будет иметь вид:

$$\underline{U} = \underline{U}_2 \operatorname{ch}(\gamma z') + \underline{I}_2 Z_C \operatorname{sh}(\gamma z') + \frac{j\omega}{\gamma} \left[\Phi_0 \operatorname{sh}(\gamma z') + \sum_k \Phi_k \frac{n}{1+n^2} \left(\cos\left(\frac{2k\pi z'}{L}\right) - \operatorname{ch}(\gamma z') \right) \right], \quad (2.5)$$

где z' — координата линии, отсчитываемая от начала отрезка L .

Перейдя к исходной линии, получим из (2.2) зависимость напряжения на нагрузке от частоты поля:

$$\underline{U}_H = \frac{\left(\operatorname{ch}(\gamma L_2) + \frac{Z_C}{Z_2} \operatorname{sh}(\gamma L_2) \right) (AA + Z_1 BB)}{\operatorname{ch}(\gamma L) \left(\frac{Z_1}{Z_2} + 1 \right) + \operatorname{sh}(\gamma L) \left(\frac{Z_1}{Z_C} + \frac{Z_C}{Z_2} \right)}, \quad (2.6)$$

где $Z_C = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}}$, $\gamma = \sqrt{Z_0 Y_0} = \alpha + j\beta$ — вторичные параметры ЛС;

L, L_1, L_2 — длины отрезков ЛС (рис. 2.1), общая длина которой l ;

Z_r, Z_n — сопротивления генератора и нагрузки, подключенные соответственно к входу отрезка линии L_1 и к выходу отрезка линии L_2 ;

ω — круговая частота изменения магнитного поля во времени;

Φ_k — амплитуды разложения в ряд Фурье по координате z (пространственно-частотный спектр) функции плотности потока $\Phi_x(z)$.

Анализ выражения (3.6) показывает, что оно, хотя и записано в аналитическом виде, однако, пригодно лишь для численного расчета, так как включает в себя коэффициенты, представляющие собою сложные комбинации аналитических выражений в виде разложений в пространственные (по продольной оси ЛС) ряды Фурье.

4. Проведение лабораторного исследования

4.1. Выполните расчет распределения напряжения вдоль участка линии, подверженного воздействию магнитного поля, для случаев согласованной и несогласованной нагрузки при неизолированных проводниках двухпроводной линии.

4.2. Выполните расчет распределения напряжения вдоль участка линии, подверженного воздействию магнитного поля, для случаев согласованной и несогласованной нагрузки при изоляции проводников двухпроводной линии.

4.3. Проанализируйте полученные в п. 4.1 и п. 4.2 результаты расчета.

4.4. Изменением геометрических параметров расчетной модели (расстояния между проводниками, длины L области воздействия, радиусов проводников и т.п.) установите зависимости от этих параметров изменения наводимого напряжения вдоль участка линии, подверженного воздействию магнитного поля, для случая несогласованной нагрузки.

4.5. Выполните расчет зависимости напряжения на нагрузке от частоты полевой помехи (диапазон частот: 100 кГц — 25 МГц) для случаев согласованной и несогласованной нагрузки при заданных изначально (в таблице) параметрах.

4.6. Проанализируйте данные, полученные в п. 4.4 и п. 4.5.

Контрольные вопросы

5.1. Объясните принцип расчета помехового воздействия локального магнитного поля на длинную линию.

5.2. Какие меры по обеспечению помехоустойчивости линии связи можно рекомендовать при известной частоте помехового воздействия локального магнитного поля?

5.3. Предложите методы уменьшения влияния магнитного поля на полезный сигнал в длинной линии.

5.4. Сделайте выводы о целесообразности согласования линии для уменьшения влияния данного вида помехи.

5.5. Какое влияние оказывает изменение расстояния от начала линии до участка с воздействием магнитного поля на характер и уровень помехи в пределах участка, на который воздействует магнитное поле?

5.6. Какое влияние оказывает изменение расстояния от начала линии до участка с воздействием магнитного поля на характер и уровень помехи в нагрузке ЛС?

5.7. Какое влияние оказывает изменение расстояния от конца длинной линии до конца участка с воздействием магнитного поля на характер и уровень помехи в нагрузке ЛС?

5.8. Какое влияние оказывает изменение относительной диэлектрической проницаемости изоляции проводов ЛС на уровень помехи в нагрузке ЛС?

Литература

1. Теоретические основы электротехники. Т.2. Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля /под ред. П.А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1976. - С. 172 — 174.

2. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / пер. с англ. В.А. Исаакяна /под ред. проф. Б.Н. Файзулаева. - М.: Мир, 1990. С. 194-200.

Лабораторная работа № 3 (4 часа)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ КАНАЛОВ В ПЛОСКОМ ЧЕТЫРЕХПРОВОДНОМ КАБЕЛЕ

Цель работы: изучение и оценка взаимных помеховых сигналов 6 каналов связи.

1. Домашнее задание

1.1. Ознакомьтесь с содержанием работы и изучите основные теоретические сведения.

1.2. Изучите описание программы расчета.

1.3. Подготовьте необходимые исходные данные в соответствии со своим вариантом N (по согласованию с преподавателем: или номером бригады, или номером, под которым фамилия студента значится в журнале группы) задания согласно таблице.

Для всех вариантов:

- погонное сопротивление линий $R_0 = 0,4 \text{ Ом/м}$;
- погонная проводимость линии $G_0 = 0 \text{ См/м}$;
- относительная магнитная проницаемость $\mu_r = 1$;
- напряжение источника ЭДС активной линии $U=10 \text{ В}$.

Таблица 3.1

Варианты заданий

N п/п	$l, \text{м}$	$b, \text{мм}$	$a, \text{см}$	$r_0, \text{мм}$	$f, \text{МГц}$	ε_r	$\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$
1	12	4	0,4	0,4	10	5	$R_1=40 \text{ Ом}$
2	4	3	0,3	0,3	25	8	$L_1=10^{-5} \text{ Гн}$
3	8	3	0,3	0,2	16	6	$R_2=4000 \text{ Ом}$
4	15	4	0,2	0,2	8	4	$C_2=10^{-9} \text{ Ф}$
5	12	4	0,4	0,3	10	8	$R_1=100 \text{ Ом}$
6	6	3	0,3	0,2	25	5	$L_1=10^{-6} \text{ Гн}$
7	8	3	0,2	0,2	16	7	$R_2=6000 \text{ Ом}$
8	16	4	0,2	0,2	8	4	$C_2=10^{-9} \text{ Ф}$
9	16	4	0,4	0,3	10	5	$R_1=150 \text{ Ом}$
10	4	4	0,3	0,2	25	6	$L_1=10^{-7} \text{ Гн}$
11	8	2	0,2	0,2	16	5	$R_2=100 \text{ кОм}$
12	12	3	0,3	0,3	8	8	$C_2=10^{-6} \text{ Ф}$
13	20	4	0,3	0,2	10	5	$R_1=50 \text{ Ом}$
14	10	3	0,3	0,2	25	6	$L_1=10^{-6} \text{ Гн}$

15	10	4	0,3	0,3	16	8	$R_2=50 \text{ Ом}$
16	15	2	0,2	0,2	8	7	$C_2=10^{-9} \text{ Ф}$

2. Содержание работы

В данной работе на основе модели плоского четырехпроводного кабеля, образующего две линии связи (каналы передачи данных), продольные оси которых размещены параллельно, как показано на рис. 3.1, исследуется передача помехового сигнала из одной линии связи (ЛС) в другую.

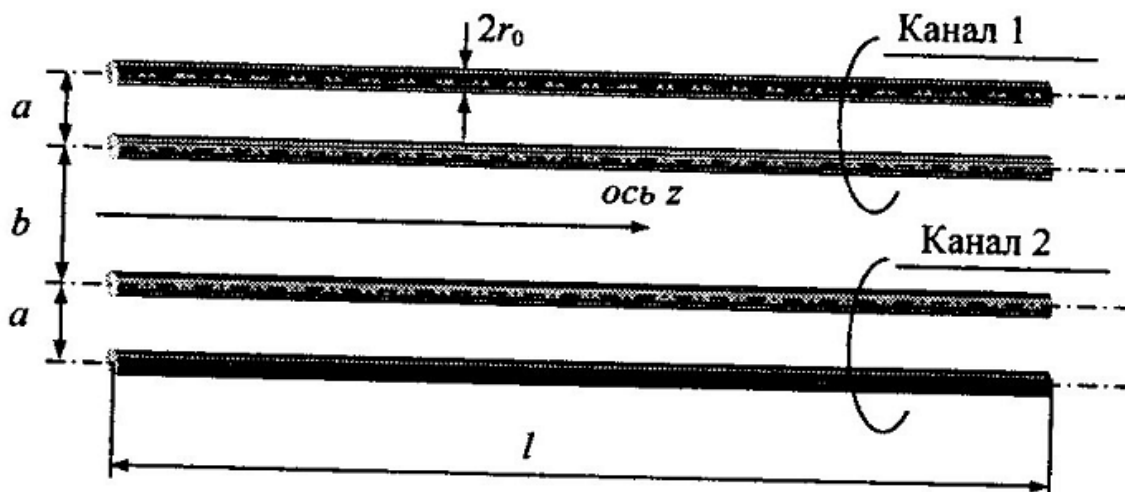


Рис. 3.1. Система из четырех проводников одинакового диаметра, образующая плоский четырехпроводный кабель длиной l (вид сверху)

В работе рассматривается один из частных режимов в такой системе, - так называемый режим одностороннего влияния, когда одна ЛС - пассивная (т. е. по ней не ведется передача информационного сигнала), а активной является другая ЛС. Цель работы - выяснить пути уменьшения взаимного влияния каналов в плоском четырехпроводном кабеле.

Расчетная модель формируется в приближении квазистатических полей в поперечном к осям ЛС направлении (то есть с применением понятий взаимных емкостей и индуктивностей) и в приближении цепей с распределенными параметрами в продольном направлении (то есть с применением понятий «запаздывающих потенциалов»). Учитывается влияние на коэффициенты передачи помехового воздействия геометрических размеров системы проводников и электрофизические свойства среды их размещения. Коэффициент передачи помехового воздействия оценивается по величине напряжения помехи на нагрузках обеих ЛС. В работе исследования ограничены изучением передачи помехового воздействия при параллельном режиме работы каналов передачи данных.

Задача имеет аналитическое решение, алгоритм получения которого изложен в теоретической справке, однако, учитывая сложный вид выражений, анализ вариантов помехового воздействия при изменении параметров

электродинамической системы осуществляется с применением специализированной программы «EMC.exe».

3. Теоретические сведения

Многопроводные (многопарные) кабели широко применяются в системах передачи информации. Основными являются два вида кабелей: круглые и плоские.

В круглых кабелях два изолированных провода, образующих пару (канал передачи данных), сначала скручиваются вместе, а затем эти скрученные пары свиваются в общий жгут, который покрывается общей изоляцией, а в некоторых случаях экраном и броней (при прокладке в незащищенных местах). Иногда две пары сначала свиваются вместе, образуя «четверку», а затем сплетаются в общий жгут.

Плоский кабель представляет собой гибкую ленту из изоляционного материала, в которую впрессованы проводники, находящиеся на равном расстоянии друг от друга. Эти проводники объединяются в каналы. Каналы могут состоять либо из двух проводов, либо из трех (при этом крайние провода имеют нулевой потенциал, а средний — отличный от нуля). Между каналами могут располагаться заземленные провода для уменьшения взаимного влияния каналов.

Круглые кабели могут иметь до нескольких сотен пар и применяются в основном в телефонии. Плоские кабели имеют обычно до нескольких десятков проводов и нашли применение для соединения блоков электронной аппаратуры, в частности ЭВМ.

При посылке сигнала по одной паре вокруг нее возникает электромагнитное поле, которое наводит ЭДС помехи в других парах. Так как проводники, образующие каналы, размещены (в поперечном направлении) друг относительно друга на расстояниях много меньших длин волн функциональных сигналов, распространяющихся по ним, то каждая из образованных проводниками ЛС находится в зоне индукции (ближней зоне) другой ЛС.

Рассмотрим алгоритм расчета передачи помехового сигнала из АЛ в ПЛ на примере двух каналов (четыре провода) плоского кабеля. Пусть каналы образованы двумя проводами радиусом r , находящимися на расстоянии a один от другого, расстояние между крайними проводниками каналов равно b (рис. 3.1).

В этом случае каждому из каналов соответствует длинная линия, которая в приближении цепей с распределенными параметрами характеризуется удельными (погонными) продольными сопротивлениями и поперечными проводимостями. Но так как эти длинные линии расположены друг относительно друга в зоне индукции, то взаимное влияние ЛС друг на друга математически можно представить удельными взаимными продольными индуктивностями и поперечными проводимостями.

Выражения для удельных продольных индуктивностей и поперечных емкостей длинных линий, а также удельных взаимных продольных индуктивностей и поперечных емкостей между длинными линиями в зависимости от геометрических размеров системы проводников получаются стандартными методами [3.1, 3.2].

3.1. Расчет передачи помехи в каналах связи

Расчет взаимного влияния каналов связи в плоском кабеле основан на решении задачи определения распределения напряжений и токов волн в двухпроводных связанных «длинных линиях». Эта задача решается в приближении цепей с распределенными параметрами на основе телеграфных уравнений.

В случае многопроводных плоских кабелей удобный алгоритм формирования телеграфных уравнений основан на собственных и взаимных емкостных коэффициентах [4.3], а не частичных емкостях. Поэтому осуществим расчет емкостных коэффициентов для четырехпроводной линии. Емкостные коэффициенты определяются через предварительно рассчитанные потенциальные коэффициенты.

Потенциал произвольной точки k в рассматриваемой четырехпроводной линии определяется линейными (удельными, погонными) зарядами τ на всех проводах (рис. 4.2) и выражается в виде:

$$\varphi_k = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 \ln \frac{1}{r_1} + \tau_2 \ln \frac{1}{r_2} + \tau_3 \ln \frac{1}{r_3} + \tau_4 \ln \frac{1}{r_4} \right) + C, \quad (3.1)$$

где C – постоянная, определяемая граничными условиями, например, величиной потенциала в бесконечности [3.1]

Заметим, однако, что в рассматриваемой задаче конкретное значение постоянной C не представляет интереса, так как в дальнейшем анализе при составлении уравнений, описывающих режимы в многопроводном плоском кабеле, используются разности потенциалов на проводах. Поэтому без снижения общности можно принять постоянную C , равной нулю.

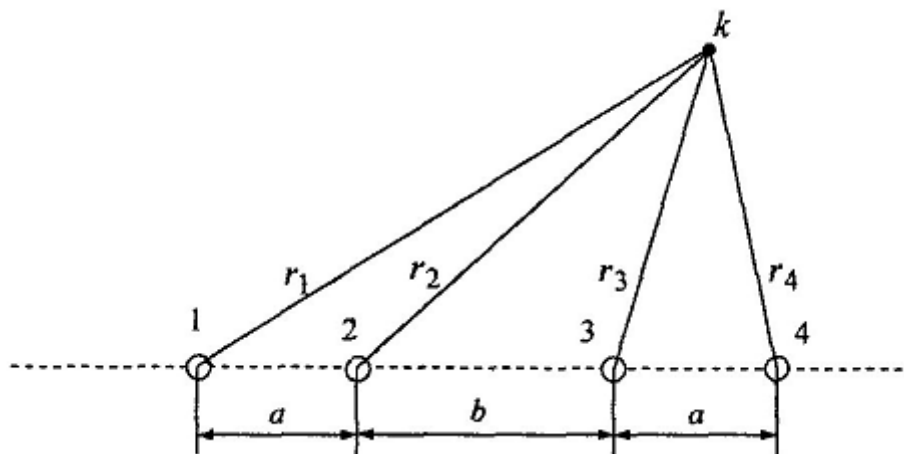


Рис. 3.2. Схематическое изображение поперечного сечения плоского четырехпроводного кабеля

Поскольку данная система проводников электрически нейтральная, то сумма зарядов на проводах равна нулю, то есть

$$\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4 = 0. \quad (3.2)$$

Однако с учетом особенности запитки (то есть подключения источников сигнала) проводников четырехпроводной линии, образующих две пары гальванически не связанных двухпроводных линий (пусть первая линия — проводники 1 и 2, вторая линия — проводники 3 и 4), условие электронейтральности выполняется для каждой пары проводников в линиях: $\tau_1 + \tau_2 = 0$ и $\tau_3 + \tau_4 = 0$. Откуда получим $\tau_1 = -\tau_2$ и $\tau_3 = -\tau_4$. С учетом этого, приняв условно для определенности положительные знаки линейных зарядов на первом и третьем проводниках, чему соответствует направление приложенных разностей потенциалов в двухпроводных линиях, показанное на рис 4.3, переобозначим: τ_1 — линейный заряд в двухпроводной линии, образованной проводами 1 и 2; τ_2 — линейный заряд в двухпроводной линии, образованной проводами 3 и 4.



Рис. 3.3. Расчетная схема системы связанных двухпроводных линий

Подстрочные символы А и П указывают на принадлежность к активной и пассивной линиям. Нумерация проводников соответствует рис. 3.2.

Помещая точку наблюдения последовательно на поверхности проводов 1, 2, 3 и 4, получим выражения для потенциалов проводов, которые связаны с линейными зарядами потенциальными коэффициентами:

$$\varphi_1 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 \ln \frac{a}{r_0} + \tau_2 \ln \frac{(2a+b)}{(a+b)} \right); \quad (3.3)$$

$$\varphi_2 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 \ln \frac{r_0}{a} + \tau_2 \ln \frac{(a+b)}{b} \right); \quad (3.4)$$

$$\varphi_3 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 \ln \frac{(a+b)}{b} + \tau_2 \ln \frac{a}{r_0} \right); \quad (3.5)$$

$$\varphi_4 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 \ln \frac{(a+b)}{(2a+b)} + \tau_2 \ln \frac{r_0}{a} \right). \quad (3.6)$$

Теперь можно выразить напряжения в двухпроводных линиях через найденные потенциалы:

$$U_A = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 2\ln \frac{a}{r_0} + \tau_2 \ln \frac{(2a+b)b}{(a+b)^2} \right); \quad (3.7)$$

$$U_B = \varphi_3 - \varphi_4 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \left(\tau_1 \ln \frac{(2a+b)b}{(a+b)^2} + \tau_2 2\ln \frac{a}{r_0} \right) \quad (3.8)$$

и в матричной форме получим следующую систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

где матрица $[\alpha_{ij}]$ потенциальных коэффициентов ($i, j=1, 2$) для данной системы имеет вид:

$$[\alpha_{ij}] = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \begin{bmatrix} 2\ln \frac{a}{r_0} & \ln \frac{(2a+b)b}{(a+b)^2} \\ \ln \frac{(2a+b)b}{(a+b)^2} & 2\ln \frac{a}{r_0} \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Матрица емкостных коэффициентов $[\beta_{ij}]$ является обратной матрице $[\alpha_{ij}]$ и из диагональности и симметричности матрицы потенциальных коэффициентов следуют равенства $\beta_{11} = \beta_{22} \geq 0$ и $\beta_{12} = \beta_{21} \leq 0$ емкостных коэффициентов.

Заметим, что полученные выражения справедливы только в приближении большой толщины изоляции проводов, достаточной для пренебрежения величиной электрического поля вне ленты плоского кабеля.

Полученные выражения соответствуют электростатической задаче, однако, с достаточной степенью точности применимы и при анализе квазистатических полей, т. е. в пренебрежении запаздывающими потенциалами.

Необходимые для формирования телеграфных уравнений индуктивные коэффициенты — удельные собственные индуктивности L_{110} и L_{220} двухпроводных линий, а также их удельная взаимная индуктивность L_{120} определяются [3.1, 3.2] выражениями:

$$\begin{aligned}
 L_{110} = L_{220} &= \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \left(\ln \frac{a}{r_0} + \frac{1}{4} \right); \\
 L_{120} = L_{210} &= \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \ln \frac{(a+b)^2}{b(2a+b)}.
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Удельное продольное сопротивление проводников линий в пренебрежении поверхностным эффектом можно рассчитать по формуле:

$$R_0 = \frac{1}{\sigma \pi r_0^2}.$$

Учет влияния на характер и уровень помех изоляции проводников плоского кабеля, образованной «толстым диэлектриком» с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , можно приближенно осуществить в соответствии с рекомендациями [3.4] введением в расчетные выражения для потенциальных коэффициентов вместо ϵ_r ее эффективного значения $\epsilon_{r\text{эфф}}$.

Для плоской двухпроводной линии в расчетах можно принять $\epsilon_{r\text{эфф}} \approx 1 + 0,25(\epsilon_r - 1)$.

Полученные выражения емкостных коэффициентов, удельных собственных и взаимных индуктивностей и продольных сопротивлений позволяют сформировать систему телеграфных уравнений. Рассмотренный ниже алгоритм составления телеграфных уравнений в связанных двухпроводных длинных линиях отличен от стандартного алгоритма составления системы телеграфных уравнений (с использованием понятий удельных частичных емкостей, удельных собственных и взаимных индуктивностей, продольных сопротивлений и поперечных проводимостей), который изложен, например, в [3,4,3.5].

Рассмотрим случай, когда АЛ образована проводниками 1 и 2, а ПЛ— проводниками 3 и 4.

Как известно телеграфные уравнения в длинных линиях представляют собой уравнения, записанные по второму закону Кирхгофа для контура участка dz линии, и уравнения для узла на этом участке.

В рассмотрении ограничимся решением задачи в частотной области для гармонических сигналов.

Уравнения по II закону Кирхгофа для контура на участке dz линии формируем стандартным образом. При этом:

$$\begin{cases}
 -\frac{d}{dz} U_A = (R_{10} + j\omega L_{110}) I_A + j\omega L_{120} I_{\Pi} = Z_{11} I_A + Z_{12} I_{\Pi}; \\
 -\frac{d}{dz} U_{\Pi} = (R_{20} + j\omega L_{220}) I_{\Pi} + j\omega L_{210} I_A = Z_{21} I_A + Z_{22} I_{\Pi},
 \end{cases}
 \tag{3.12}$$

причем, с учетом (3.11) — следствием взаимности системы — $Z_{12} = Z_{21}$, а при равенстве расстояний между проводниками, формирующими каналы, и геометрическими размерами и проводимостями их материалов справедливо равенство $Z_{11} = Z_{22}$.

Уравнения по 1 закону Кирхгофа для узла, запишем исходя из закона сохранения заряда (уравнения непрерывности).

Для первого провода:

$$\frac{d \underline{I}_A}{dz} + j\omega \tau_1 = 0. \quad (3.13)$$

В выражении (3.13) заряд τ_1 связан с потенциалами проводов уравнением с емкостными коэффициентами, которое имеет вид:

$$\tau_1 = \beta_{11} \underline{U}_A + \beta_{12} \underline{U}_n. \quad (3.14)$$

С учетом (3.14) выражение (3.13) примет вид:

$$\frac{d \underline{I}_A}{dz} + j\omega \beta_{11} \underline{U}_A + j\omega \beta_{12} \underline{U}_n = \frac{d \underline{I}_A}{dz} + \underline{Y}_{11} \underline{U}_A + \underline{Y}_{12} \underline{U}_n = 0,$$

или

$$-\frac{d \underline{I}_A}{dz} = \underline{Y}_{11} \underline{U}_A + \underline{Y}_{12} \underline{U}_n. \quad (3.15)$$

Аналогично для второго провода:

$$-\frac{d \underline{I}_n}{dz} = \underline{Y}_{21} \underline{U}_A + \underline{Y}_{22} \underline{U}_n, \quad (3.16)$$

где $\underline{Y}_{21} = j\omega \beta_{21} = j\omega \beta_{12} = \underline{Y}_{12}$; $\underline{Y}_{22} = j\omega \beta_{22} = j\omega \beta_{11} = \underline{Y}_{11}$.

Дифференцируя уравнения (3.12) еще раз по z и подставляя в них выражения (3.15) и (3.16) для токов, получаем систему уравнений для напряжений в каналах:

$$\begin{cases} \frac{d^2 \underline{U}_A}{dz^2} = \underline{a}_{11} \underline{U}_A + \underline{a}_{21} \underline{U}_n ; \\ \frac{d^2 \underline{U}_n}{dz^2} = \underline{a}_{21} \underline{U}_A + \underline{a}_{22} \underline{U}_n , \end{cases} \quad (3.17)$$

где $\underline{a}_{11} = \underline{Z}_{11} \underline{Y}_{11} + \underline{Z}_{12} \underline{Y}_{21}$; $\underline{a}_{12} = \underline{Z}_{11} \underline{Y}_{12} + \underline{Z}_{12} \underline{Y}_{22}$;

$\underline{a}_{21} = \underline{Z}_{21} \underline{Y}_{11} + \underline{Z}_{22} \underline{Y}_{21}$; $\underline{a}_{22} = \underline{Z}_{21} \underline{Y}_{12} + \underline{Z}_{22} \underline{Y}_{22}$;

Решения для напряжений в каналах ищем в виде:

$$\underline{U} = \sum_k \underline{A}_k e^{\underline{Y}_k z},$$

где \underline{Y}_k – постоянные распространения, определяемые из условия равенства нулю определителя системы уравнений,

$$\begin{cases} \underline{a}_{11} \underline{U}_A + \underline{a}_{12} \underline{U}_n - \frac{d^2 \underline{U}_A}{dz^2} = 0, \\ \underline{a}_{21} \underline{U}_A + \underline{a}_{22} \underline{U}_n - \frac{d^2 \underline{U}_n}{dz^2} = 0, \end{cases} \quad (3.18)$$

полученной из (3.17).

Тогда, с учетом $\frac{d^2 U}{dz^2} = \sum_k \gamma_k^2 \underline{A}_k e^{\gamma_k z}$, получим уравнение для γ_k :

$$\begin{vmatrix} a_{11} - \gamma^2 & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} - \gamma^2 \end{vmatrix} = 0$$

или $\gamma^4 - (a_{11} + a_{22})\gamma^2 + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0$.

Если каналы идентичны, то из равенств соответствующих сопротивлений и проводимостей следует $a_{11} = a_{22}$ и $a_{12} = a_{21}$, и при этом $\gamma^4 - 2a_{11}\gamma^2 + a_{11}^2 - a_{12}^2 = 0$

Следовательно,

$$\gamma_{1,2} = \pm \sqrt{a_{11} \pm a_{12}}. \quad (3.19)$$

Заметим, что в частном случае одиночной двухпроводной линии выражение (3.16) переходит в известную формулу для постоянной распространения:

$$\gamma_0^2 = j\omega R_0 C_0 - \omega^2 L_0 C_0,$$

где R_0, L_0, C_0 – удельные первичные параметры двухпроводной длинной линии, а $G_0 = 0$.

Полученные выражения позволяют записать общее решение для волн в каналах связанных двухпроводных линий.

Напряжение в пассивном канале примет вид:

$$\underline{U}_n(z) = \underline{A}_1 e^{-\gamma_1 z} + \underline{A}_2 e^{\gamma_1 z} + \underline{A}_3 e^{-\gamma_2 z} + \underline{A}_4 e^{\gamma_2 z}, \quad (3.20)$$

где $\underline{A}_1, \underline{A}_2, \underline{A}_3, \underline{A}_4$ — постоянные интегрирования, которые вычисляются из граничных условий (ГУ), то есть значений напряжений и токов на сопротивлениях, подключенных к концам длинных линий, образующих канал.

Недостающие уравнения для определения постоянных интегрирования получим следующим образом.

Из второго уравнения системы (3.18) находим:

$$\underline{U}_A = \frac{1}{a_{21}} \left(\frac{d^2 \underline{U}_n}{dz^2} - a_{22} \underline{U}_n \right). \quad (3.21)$$

Подставив (3.20) в (3.21) и заметив, что $\gamma_{1,2}^2 - a_{11} = \pm a_{12}$, $a_{11} = a_{22}$ и $a_{21} = a_{12}$, получим:

$$\underline{U}_A(z) = \underline{A}_1 e^{-\gamma_1 z} + \underline{A}_2 e^{\gamma_1 z} - \underline{A}_3 e^{-\gamma_2 z} - \underline{A}_4 e^{\gamma_2 z}. \quad (3.22)$$

Из уравнений (3.12) найдем токи:

$$\begin{cases} I_A = \frac{-Z_{22} \frac{dU_A}{dz} + Z_{12} \frac{dU_n}{dz}}{\Delta}; \\ I_n = \frac{Z_{21} \frac{dU_A}{dz} - Z_{11} \frac{dU_n}{dz}}{\Delta}, \end{cases} \quad (3.23)$$

где $\Delta = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21} = Z_{11}^2 - Z_{12}^2$.

Подставив (3.21) и (3.22) в (3.23), получаем:

$$I_A = \frac{\gamma_1}{Z_p} \left(A_1 e^{-\gamma_1 z} - A_2 e^{\gamma_1 z} \right) - \frac{\gamma_2}{Z_m} \left(A_3 e^{-\gamma_2 z} - A_4 e^{\gamma_2 z} \right); \quad (3.24)$$

$$I_n = \frac{\gamma_1}{Z_p} \left(A_1 e^{-\gamma_1 z} - A_2 e^{\gamma_1 z} \right) + \frac{\gamma_2}{Z_m} \left(A_3 e^{-\gamma_2 z} - A_4 e^{\gamma_2 z} \right), \quad (3.25)$$

где $Z_p = Z_{11} + Z_{12}$, $Z_m = Z_{11} - Z_{12}$.

Таким образом получили систему из четырех уравнений (3.20), (3.22), (3.24) и (3.25), описывающих режим в системе связанных длинных линий. Решение этой системы с подстановкой ГУ на концах линий, а в нашем случае (рис. 3.4) при:

$$\begin{aligned} z=0: \quad U_{A1} + Z_{1A} I_{A1} &= E; \quad U_{n1} + Z_{1n} I_{n1} = 0; \\ z=l: \quad U_{A2} - Z_{2A} I_{A2} &= 0; \quad U_{n2} - Z_{2n} I_{n2} = 0, \end{aligned}$$

позволяет рассчитать неизвестные постоянные интегрирования из системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

где

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{\gamma_1 Z_{1A}}{Z_p} & 1 - \frac{\gamma_1 Z_{1A}}{Z_p} & -1 - \frac{\gamma_2 Z_{1A}}{Z_m} & -1 + \frac{\gamma_2 Z_{1A}}{Z_m} \\ 1 + \frac{\gamma_1 Z_{1n}}{Z_p} & 1 - \frac{\gamma_1 Z_{1n}}{Z_p} & 1 + \frac{\gamma_2 Z_{1n}}{Z_m} & 1 - \frac{\gamma_2 Z_{1n}}{Z_m} \\ \left(1 - \frac{\gamma_1 Z_{2A}}{Z_p} \right) e^{-\gamma_1 l} & \left(1 + \frac{\gamma_1 Z_{2A}}{Z_p} \right) e^{\gamma_1 l} & - \left(1 - \frac{\gamma_2 Z_{2A}}{Z_m} \right) e^{-\gamma_2 l} & - \left(1 + \frac{\gamma_2 Z_{2A}}{Z_m} \right) e^{\gamma_2 l} \\ \left(1 - \frac{\gamma_1 Z_{2n}}{Z_p} \right) e^{-\gamma_1 l} & \left(1 + \frac{\gamma_1 Z_{2n}}{Z_p} \right) e^{\gamma_1 l} & \left(1 - \frac{\gamma_2 Z_{2n}}{Z_m} \right) e^{-\gamma_2 l} & \left(1 + \frac{\gamma_2 Z_{2n}}{Z_m} \right) e^{\gamma_2 l} \end{bmatrix}.$$

Полученные выражения позволяют осуществить в диапазоне частот расчет напряжений и токов помехи в произвольном сечении каналов и на сопротивлениях, подключенных к входным и выходным зажимам АЛ и ПЛ.

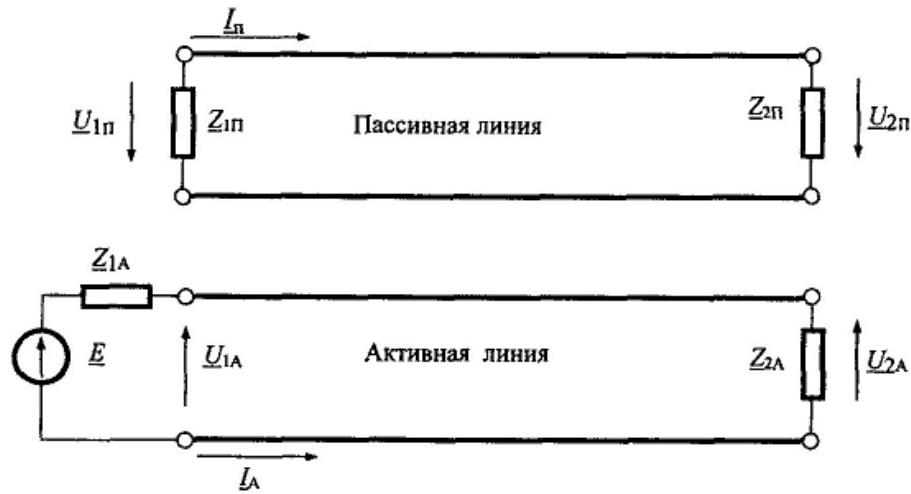


Рис. 3.4. Расчетная схема системы связанных двухпроводных линий

Подстрочные символы А и П указывают на принадлежность сопротивлений Z_1 и Z_2 , подключенных соответственно к входным и выходным зажимам линий, к активной и пассивной линиям

Анализ полученных выражений указывает на необходимость применения при расчетах ПЭВМ, тем более в случае проведения расчетов при изменении какого-либо из параметров в формулах, например, на множестве частотных точек.

В работе исследования ограничены случаем параллельного режима работы АЛ и ПЛ при одинаковых сопротивлениях $Z_{1П} = Z_{21А}$ на их входах и $Z_{2П} = Z_{21А}$, подключенных к их выходам.

3.2. Расчет передачи импульсной помехи в каналах связи

Расчет передачи импульсной помехи между информационными каналами, при условии известной частотной характеристики коэффициента передачи помехи из АЛ в ПЛ, удобно осуществлять рассматривая прохождение меандра по активному каналу линии и вызываемую этим наводку в пассивном канале.

Меандр представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых равна половине периода повторения. При расчетах в частотной области меандр представляется разложением в ряд Фурье, причем в нем присутствуют только нечетные гармоники, амплитуды которых убывают обратно пропорционально номеру гармоники. Поэтому на практике для ручной оценки уровней помехи, определяемой меандром, оказывается достаточным ограничиться учетом ограниченного числа гармоник его спектра, например, первыми десятью нечетными гармониками разложения (с 1 по 19).

Напомним, что конечное число учитываемых членов разложения обуславливает конечную крутизну фронтов импульса и колебания на его вершине и в паузах между импульсами. С увеличением числа членов

разложения период и амплитуда этих колебаний уменьшается, но ровная линия возникает только при бесконечно большом числе членов разложения. Поэтому при анализе результатов расчетов необходимо разделять свойства получаемых помеховых сигналов в соответствии с причиной их порождающей. Так, например, получаемые колебания на вершинах импульсов и в паузах между ними можно отнести к систематической погрешности метода расчета.

Для достоверной идентификации причины, их вызывающей, можно рекомендовать провести исследование влияния длины линии до точки индикации помехи на характер переколебаний в АЛ и в ПЛ. В АЛ характер помехового сигнала не искажается частотной характеристикой коэффициента передачи помехи, а в ПЛ присутствует и этот фактор. Причину искажений формы сигнала в ПЛ рекомендуется исследовать в режиме согласованных по обоим входам линиях. Кроме того, для идентификации причины искажения формы сигнала помехи в ПЛ полезно провести расчет с учетом большего числа членов ряда Фурье.

Алгоритм расчета формы функционального импульса в сечениях АЛ и импульсной помехи в ПЛ, определяемой на основе частотной характеристики коэффициента передачи, можно разделить на ряд этапов.

- 1) Выбор точки (плоскости поперечного сечения — референсной плоскости) индикации помехи.
- 2) Расчет амплитуд и фаз сигнала в выбранном сечении на частотах спектра сигнала.
- 3) Суммирование полученных спектральных составляющих в частотах спектра сигнала.
- 4) Обратное преобразование Фурье для получения формы импульсного сигнала в выбранном сечении.

4. Проведение лабораторного исследования

4.1. Рассчитайте распределение напряжения в активной линии на заданной частоте.

4.2. Рассчитайте распределение напряжения в пассивной линии на заданной частоте.

4.3. Рассчитайте частотную зависимость напряжения на нагрузке пассивной линии в частотном диапазоне $0,5f$ до $2f$.

4.4. Увеличьте в 10 раз расстояние b между линиями и повторите расчет п. 4.3 (после расчета восстановите исходное значение b).

4.5. Увеличьте в два раза расстояние a между проводниками линий и повторите расчет п. 4.3 (после расчета восстановите исходное значение a).

4.6. Увеличьте длину линии l в два раза и повторите расчет п. 4.3 (после расчета восстановите исходное значение l).

4.7. Измените характер нагрузки линий (взяв, например, параметры из другого варианта) и повторите расчеты п. 4.2 и п. 4.3.

4.8. Проанализируйте полученные результаты и сделайте выводы о воздействии параметров модели на передачу помехи из активной линии в пассивную.

4.9. Качественно покажите, как исказится прямоугольный импульс (меандр с частотой f) поданный на вход активной линии при передаче его на нагрузку пассивной линии.

4.10. Рассмотрите длинную линию, как линию без потерь (измените соответствующие параметры), рассчитайте частотную характеристику коэффициента передачи сигнала из активной линии в пассивную и сравните результат с данными п.4.3 (расчет произвести в диапазоне 500 кГц — 50 МГц при дальнейшем сужении частотного диапазона для детализации выраженных экстремумов частотной зависимости).

Контрольные вопросы

5.1. На основании выполненной работы дайте свои рекомендации относительно снижения взаимного влияния параллельных линий связи.

5.2. Какие мероприятия можно предпринять для снижения коэффициента передачи сигнала из активной линии в пассивную?

5.3. Как определить величины согласованных нагрузок для двухпроводных линий в случае системы связанных линий передачи данных?

5.4. Качественно ответьте на вопрос: какое влияние окажет согласование линий связи на величину помехи в пассивной линии?

5.5. Какое воздействие на коэффициент передачи помехи оказывает изменение расстояния между проводниками линий?

5.6. С чем связаны резкие увеличения действующих значений напряжений на нагрузке пассивной линии на отдельных частотах?

5.7. Что можно рекомендовать для уменьшения экстремумов частотной зависимости коэффициента передачи помехи?

5.8. Опишите алгоритм расчета импульсной помехи в пассивной линии при передаче импульсного сигнала в активной линии.

5.9. Укажите алгоритм расчета взаимного влияния линий связи в случае двухстороннего влияния каналов, то есть, когда по обеим линиям связи осуществляется одновременная передача информационных сигналов.

Литература

1. Теоретические основы электротехники. Т.2. Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля /под ред. П.А. Ионкина. - М.: Высшая школа, 1976. - С. 170- 175; 239-240.

2. Геворкян В.М., Казанцев Ю.А. Электромагнитная совместимость информационных систем. Физическое моделирование механизмов передачи помех. Лабораторный практикум: учебное пособие.- М.: Издательство МЭИ, 2004. - С. 27-35.

3. Колли Я.Н. Неоднородные телеграфные уравнения длинной линии // Электричество. – 1995. - № 1. - С. 71 - 74.

4. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / пер. с англ. В.А. Исаакяна / под ред. Б.Н. Файзулаева. - М.: Мир, 1990. - С. 194 - 200.

5. Шваб А.Й. Электромагнитная совместимость. – 2-е изд., перераб. и доп. / пер. с нем. В.Д. Мазина и С.А. Спектора / под. ред. И.П. Кужекина. - М.: Энергоатомиздат, 1998. - С. 127 -135.

Лабораторная работа № 4 (4 часа) **МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ СКРЕЩЕННЫХ** **ДВУХПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ**

Цель работы: исследование и оценка взаимного влияния скрещенных двухпроводных линий связи.

1. Домашнее задание

1.1. Ознакомьтесь с содержанием работы и изучите основные теоретические сведения.

1.2. Изучите описание программы расчета.

1.3. Подготовьте необходимые исходные данные в соответствии со своим вариантом N (по согласованию с преподавателем: или номером бригады или номером, под которым фамилия студента значится в журнале группы):

$$E_0 = 1 + |N - 8|, \text{ [В/м]}; \quad d = 0.003 + \frac{N}{2000}, \text{ [м]}$$

$$l = (2N + 1), \text{ [м]}; \quad \epsilon_r = 1 + \frac{N}{10};$$

$$a = 0,2 + \frac{N - 1}{10 + N}, \text{ [см]}; \quad b = N + 1, \text{ [м]}.$$

Для всех вариантов $r_0 = 0,25$ мм.

1.4. Рассчитайте эффективную диэлектрическую проницаемость несимметричной полосковой линии при расстоянии между проводниками в поперечном сечении, равном $2a$.

2. Содержание работы

В данной работе на основе модели электродинамической системы, образованной системой из двух линий связи (линий передачи данных), продольные оси которых размещены ортогонально, как показано на рис. 5.1, исследуется передача помехового сигнала из одной линии связи (ЛС) в другую.

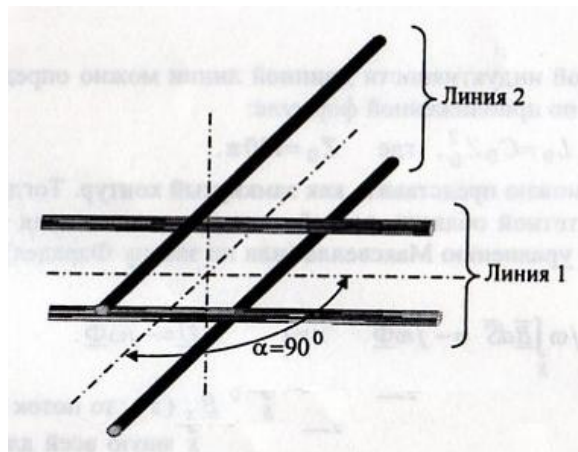


Рис. 4.1. Система скрещенных двухпроводных линий связи

В работе рассматривается один из частных режимов в такой системе, когда первая ЛС - пассивная, а активной является вторая ЛС. Рассчитываются напряжения, наводимые на нагрузке - входном сопротивлении приемника (рецептора) помехи. В исследуемой модели входные и выходные зажимы первой ЛС подключены соответственно к эквивалентным сопротивлениям.

Пассивная линия связи моделируется двухпроводной длинной линией, образованной бесконечно тонкими параллельными проводниками (то есть в приближении «заряженных осей» с бесконечной проводимостью). Рассматривается частный случай ЛС без потерь. Предполагается, что в активной ЛС распространяется плоская волна, характеризуемая напряженностью поля, структура которой не искажается проводниками первой линии.

В таком приближении задача имеет аналитическое решение, алгоритм получения которого изложен в теоретической справке, однако, учитывая сложный вид выражений, анализ вариантов помехового воздействия при изменении параметров электродинамической системы осуществляется с применением специализированной программы «EMC.exe».

3. Теоретические сведения

Для уменьшения взаимного влияния между неэкранированными длинными линиями (модели которых описывают как линии связи, так и линии передачи электрической энергии) традиционно рекомендуется их ортогональное размещение (ориентация их продольных осей) в пространстве. При этом часто возникает ошибочное представление относительно «полной развязки» паразитных связей между линиями при их такой ориентации. В действительности в такой электродинамической системе наблюдается существенное взаимное влияние линий, величину которого можно оценить расчетным путем.

Расчетная оценка и экспериментальное исследование помехового воздействия электромагнитного поля активной линии (АЛ) на интегральные характеристики (ток и напряжение) режима в нагрузке пассивной линии (ПЛ), размещенной ортогонально продольной оси первой линии (рис 4.1), осуществлен в [4.1].

Рассмотрим предложенный в [4.1] алгоритм решения задачи передачи помехи из АЛ в ПЛ на примере системы, схематично представленной на рис. 4.2.

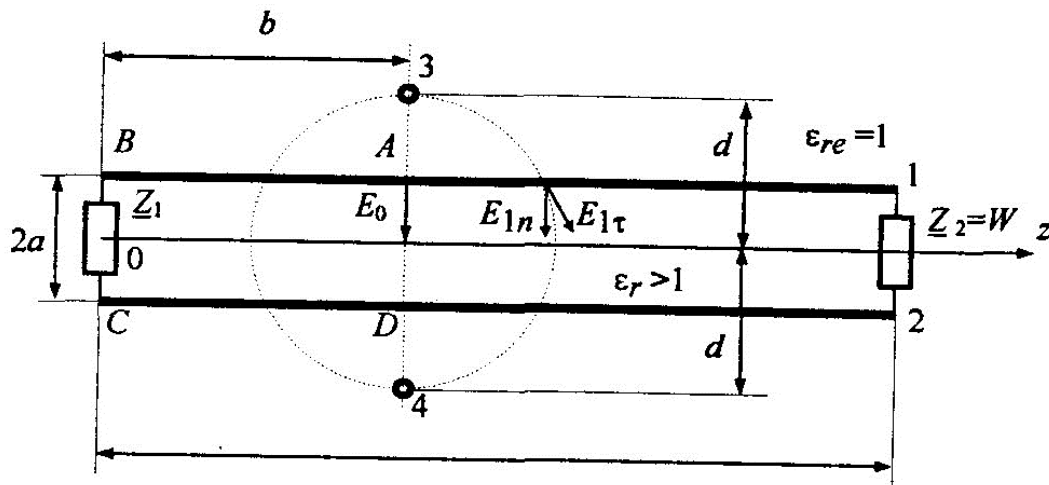


Рис. 4.2. Расчетная модель системы скрещенных двухпроводных линий

В рассматриваемом примере АЛ состоит из двух параллельных проводников, образующих воздушную двухпроводную линию. Пусть ПЛ однородна вдоль своей длины (координаты z) и представляет собою линию «без потерь». Два проводника ПЛ разделены диэлектрической пластиной с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r > 1$ и магнитной $\mu_r = 1$, т.е. ПЛ моделируется полосковой линией. Окружающая среда - воздух имеет относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{re} = 1$ и относительную магнитную проницаемость $\mu_{re} = 1$. Один конец ЛС нагружен на сопротивление Z_2 , равное волновому сопротивлению пассивной линии $Z_c = W$. Другой ее конец подключен к регистрирующему устройству через кабель, волновое сопротивление которого $Z_1 = W$. Электромагнитное поле, возбуждающее ПЛ, образованную проводниками 1-2, вызвано ТЕМ-волной, распространяющейся вдоль проводов 3 и 4 второй двухпроводной линии передачи, скрещенной с первой.

Для определения тока, протекающего через регистрирующее устройство, найдем напряжение на приемном конце ПЛ, то есть на сопротивлении Z . Для этого рассмотрим систему проводников (рис. 4.3). В приближении квазистатики (что справедливо при условии малой электрической длины между проводниками 1-2 ПЛ и проводниками 3-4 АЛ в точке пересечения их продольных осей) электромагнитное поле, создаваемое проводниками 3-4, определяется линейными зарядами $+$ и $-$ на этих проводниках.

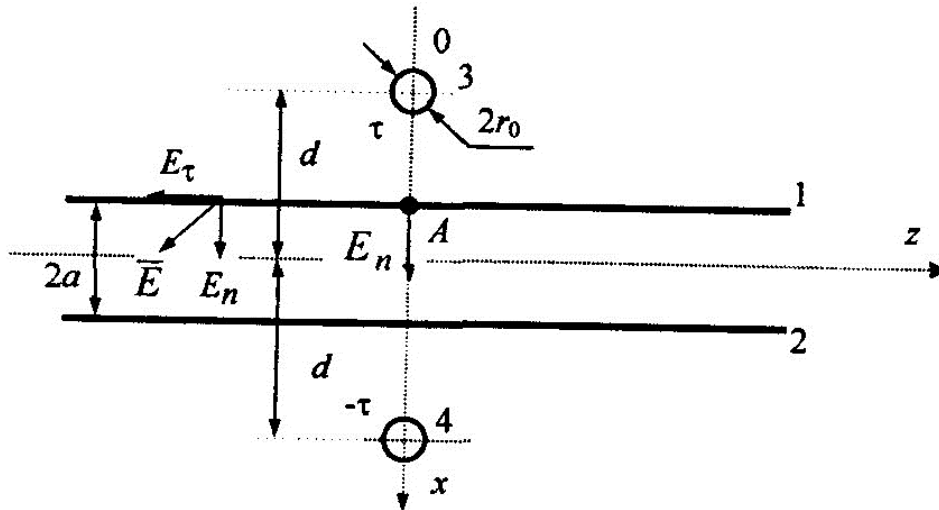


Рис. 4.3. Электростатическая система для расчета напряжения помехи

На режим в ЛС, образованной проводниками 1-2, на ПЛ воздействует только нормальная компонента $E_n = E_x$ электрической составляющей квазистатического поля АЛ (рис. 4.3) [4.2], так как векторы магнитной составляющей поля АЛ лежат в плоскости проводников ПЛ. При этом уравнения состояния в ПЛ в системе координат на рис. 4.2 имеют вид телеграфных уравнений:

$$\begin{cases} L_0 \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} + \frac{\partial u(z,t)}{\partial z} = 0; \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial x} + C_0 \frac{\partial u(z,t)}{\partial t} = C_0 \frac{\partial}{\partial t} \int_{d-a}^{d+a} E_x(x,y,z,t) dx, \end{cases} \quad (4.1)$$

где L_0 и C_0 - удельные (погонные) продольная индуктивность и поперечная емкость (первичные параметры) ПЛ соответственно.

Решение системы уравнений (4.1) можно осуществить непосредственным интегрированием. Однако при несинусоидальном режиме в АЛ, что соответствует случаю передачи импульсного помехового воздействия (наиболее интересному с точки зрения практики оценки ЭМС вычислительных систем, оперирующих бинарными сигналами), в сочетании с неоднородностью распределения $E_x(x,y,z,t)$ вдоль оси z - это трудоемкая задача. Воспользуемся приемом решения задачи, предложенным в [4.1].

Исходя из потенциальности поля ТЕМ-волны в поперечном сечении двухпроводной линии [4.3], интеграл по замкнутому контуру $ABCD$ (рис. 4.2), вычисленный в любой момент времени, очевидно, равен нулю. Поэтому, разность потенциалов между точками AB в сечении $z = \text{const}$ при малых a , приблизительно равна произведению нормальной составляющей внешнего для ПЛ поля на $2a$. С другой стороны, это же значение разности потенциалов получается и при интегрировании касательных составляющих внешнего поля вдоль незамкнутого контура $ABCD$. Поэтому при расчете передачи помехи из АЛ в ПЛ можно заменить действие поперечной составляющей внешнего

электрического поля на действие продольной составляющей этого же поля, которой будет соответствовать эквивалентная схема, представленная на рис. 4.4, в которой на длине dz учтены два источника ЭДС (в прямом и обратном проводах).

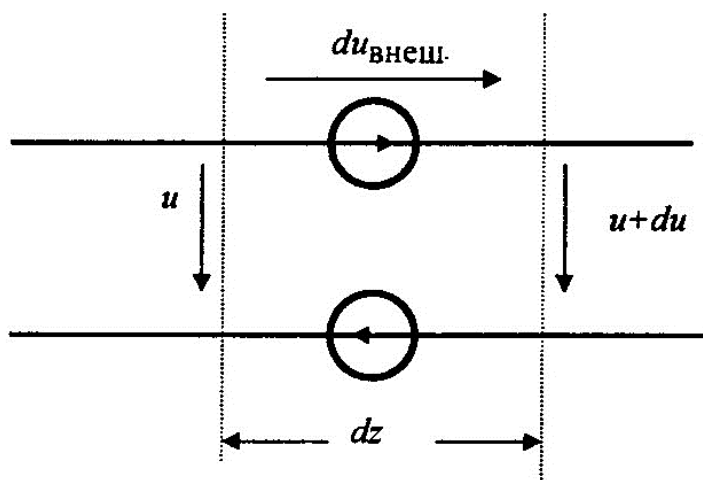


Рис. 4.4. Пояснение к выбору алгоритма расчета
При этом телеграфные уравнения примут вид:

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial z} + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} = U(z) f(t); \\ \frac{\partial i}{\partial z} + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} = 0, \end{cases}$$

где $U(z)$ в первом уравнении системы определяет продольную зависимость амплитуды источников $du_{\text{внеш.}}$ на рис. 4.4, а функция $f(t)$ - вид их временной зависимости.

Для нахождения функции $U(z)$ в приближении бесконечно тонких (не возмущающих внешнее поле) проводников ПЛ запишем выражение для потенциала на 1-м проводе ПЛ, возникающего за счет действия АЛ, которую также аппроксимируем бесконечно тонкими проводниками - заряженными осями с линейными зарядами $+\tau$ и $-\tau$:

$$\varphi = \frac{U_0}{2 \ln \frac{2d}{r_0}} \ln \frac{(z-b)^2 + (d+a)^2}{(z-b)^2 + (d-a)^2},$$

где U_0 - некоторое (условное) напряжение в сечении А-В активной линии, образованной линейными заряженными осями - проводниками 3-4АЛ.

Отсюда можно записать выражение для продольной компоненты напряженности внешнего к ПЛ электрического поля на ее первом проводнике:

$$E_z = -\frac{\partial \varphi}{\partial z} = \frac{U_0}{2 \ln \frac{2d}{r_0}} \frac{8ad(z-b)}{[(z-b)^2 + (d+a)^2][(z-b)^2 + (d-a)^2]}. \quad (4.2)$$

Чтобы выразить постоянную U_0 в выражении для вектора E_z через вектора поля ТЕМ-волны, распространяющейся вдоль АЛ, необходимо продифференцировать выражение для потенциала в сечении А-ДПЛ

$$\varphi = \frac{U_0}{\ln \frac{2d}{r_0}} \ln \frac{(2d-x)}{x},$$

по координате x , записать выражение для E_x в точке $x = d-an$ установить равенство:

$$E_0 = E_x = -\frac{\partial \varphi}{\partial x} = U_0 \left\{ \frac{1}{\ln \left(\frac{2d}{r_0} \right)} \left(\frac{2d}{d^2 - a^2} \right) \right\}, \quad (4.3)$$

где E_0 - напряженность поля ТЕМ-волны (условно, так как в действительности эта величина переменная) в сечении А-ДАЛ.

Из (4.3) получаем, что:

$$\frac{U_0}{2 \ln \left(\frac{2d}{r_0} \right)} = \frac{E_0 (d^2 - a^2)}{4d}. \quad (4.4)$$

Подставляя выражение (4.4) в (4.2) и учитывая наводимые продольные поля в двух проводниках (рис. 4.4), получим в электростатическом приближении:

$$E_z = \frac{E_0 4a (d^2 - a^2) (z-b)}{[(z-a)^2 + (d+a)^2][(z-b)^2 + (d-a)^2]}. \quad (4.5)$$

Из выражения (4.5) при условии $d > a$ получим приближенное равенство:

$$E_z = E_0 \frac{4ad^2 (z-b)}{[(z-b)^2 + d^2]^2}.$$

Данная формула пригодна для описания воздействия полей только достаточно удаленных проводников АЛ от проводников ПЛ. Тем не менее, полученное соотношение качественно верно отражает суть происходящих процессов. Если же ПЛ выполнена в виде полосковой структуры на основе твердого диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r > 1$, то исходя из непрерывности нормальных составляющих векторов электрического смещения, выражение для нормальной компоненты напряженности электрического поля в ПЛ, которая выше обозначена как $U(z)$, получим в виде:

$$E_z = \frac{E_0}{\epsilon_r} \frac{4ad^2(z-b)}{[(z-b)^2 + d^2]^2} = U(z). \quad (4.6)$$

Теперь можно записать систему телеграфных уравнений для ПЛ в явном виде:

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial z} + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} = \frac{E_0}{\epsilon_r} \frac{4ad^2(z-b)}{[(z-b)^2 + d^2]^2} f(t); \\ \frac{\partial i}{\partial z} + C_0 \frac{\partial u}{\partial t} = 0. \end{cases}$$

В общем случае функция $f(t)$ может иметь произвольный, в том числе и непериодический вид, например, вид одиночного импульса. Поэтому эту систему телеграфных уравнений для большей общности рационально решать, используя преобразования Лапласа, считая начальный ток и начальное напряжение нулевыми. Применяя преобразование Лапласа, получим:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dz} + L_0 pI = \frac{E_0}{\epsilon_r} \frac{4ad^2(z-b)}{[(z-b)^2 + d^2]^2} F(p); \\ \frac{dI}{dz} + pC_0 U = 0, \end{cases}$$

где $U, I, F(p)$ - образы Лапласа для напряжения, тока и функции $f(t)$, соответственно зависящие от z и параметра p .

Для решения дифференциальных уравнений необходимо задать граничные условия. Граничные условия на концах линии зададим в виде:

$$\begin{aligned} u'(z_1, t) &= u^s(z_1, t) + u^l(z_1, t) = -i(z_1, t) \underline{Z}_1; \\ u'(z_2, t) &= u^s(z_2, t) + u^l(z_2, t) = i(z_2, t) \underline{Z}_2, \end{aligned}$$

где полное напряжение u' складывается из суммы напряжений: u^s создаваемых током в линии, и u^l , создаваемых внешним полем волны. Для нашего случая $z_1 = 0, z_2 = 1, \underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = W$.

Для операторного изображения тока, протекающего через регистрирующее устройство, находим:

$$I(0, p) = \frac{E_0 ad^2 p F(p) \sqrt{\epsilon_{эф}}}{W c_0 \epsilon_r} \operatorname{Im} \left\{ \left\{ \exp \left[\frac{p \sqrt{\epsilon_{эф}} (jd-b)}{c_0} \right] \right\} \left\{ E_i \left[\frac{p \sqrt{\epsilon_{эф}} (b-jd)}{c_0} \right] - \right. \right. \\ \left. \left. - E_i \left[\frac{p \sqrt{\epsilon_{эф}} (l-b+jd)}{c_0} \right] \right\} \right\},$$

где $\epsilon_{эф}$ - эффективная относительная диэлектрическая проницаемость линии передачи, определяемая неоднородным заполнением пространства между

проводниками линии твердым диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r > 1$ и рассчитываемая для каждого типа линии [4.4];

c_0 - скорость света в вакууме (и приблизительно в воздухе и в воздушной длинной линии без потерь, где $c_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$):

$$\frac{\sqrt{\epsilon_{эф}}}{c_0} = v_{\phi} \text{ - фазовая скорость волны в ПЛ;}$$

$$\frac{\rho \sqrt{\epsilon_{эф}}}{c_0} j d = \varphi_0 \text{ - фазовая задержка;}$$

- выражение, заключенное в первые фигурные скобки, представляет собой функцию бегущей волны (запаздывающего потенциала), где $E_i(z)$ - интегральная показательную функция:

$$E_i(z) = \int_{-\infty}^z \frac{e^t}{t} dt \text{ — аналог записи для спектра импульсного сигнала.}$$

В частном случае для структуры несимметричной полосковой линии - НПЛ (когда проводники разделены слоем диэлектрика), схематично представленной на рис. 4.5, величина $\epsilon_{эф}$ приближенно описывается выражением:

$$\epsilon_{эф} = 0,5(\epsilon_r + 1) + \frac{(\epsilon_r - 1)}{\sqrt{4 + \frac{20S}{D}}},$$

где S и D - геометрические размеры НПЛ, соответствующие рис. 4.4.

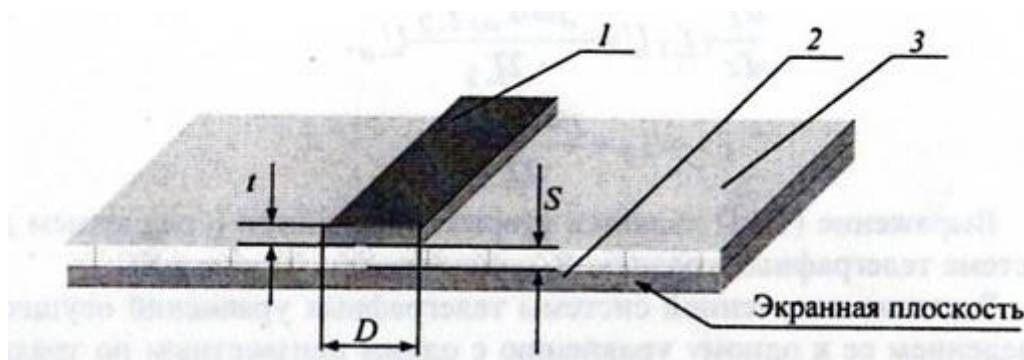


Рис. 4.5. Несимметричная полосковая линия: 1 и 2- проводники линии (а расчетной модели с бесконечно малой толщиной и большой проводимостью); 3- диэлектрическая пластина с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , разделяющая проводники линии

Расчетная модель несимметричной полосковой линии с применением метода зеркальных отображений (относительно поверхности экранной плоскости) может быть представлена в виде двухпроводной линии с расстоянием $2S$

между проводниками (прямоугольного сечения), размещенными в диэлектрике с эффективной относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{эф}$.

С использованием теоремы запаздывания, теоремы умножения и таблицы интегральных преобразований, выражение для тока $i(0,t)$ в регистрирующем устройстве (при $z = 0$) записывается [4.1] в виде интеграла свертки:

$$i(0,t) = \frac{E_0 a d^2 \epsilon_{эф}}{W c_0^2 \epsilon_r} \int_0^t \frac{f'(t-\tau)}{\left(\tau + \frac{\sqrt{\epsilon_{эф}} b}{c_0}\right)^2 + \frac{\epsilon_{эф} d^2}{c_0^2}} \left[\eta(\tau) - \eta\left(\tau - \frac{\sqrt{\epsilon_{эф}} l}{c_0}\right) \right] d\tau, \quad (4.7)$$

где $\eta(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau \geq 0 \\ 0, & \tau < 0 \end{cases}$.

В простейшем случае, соответствующем бегущей в АЛ (рис. 4.2, проводники 3-4) ступенчатой ТЕМ-волне, для которой выражение функции $f(t)$ имеет вид:

$$f(t) = \eta(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases},$$

а производная от $f(t)$ соответствует δ -функции во временной точке $t = 0$, выражение (4.7) принимает вид:

$$i(0,t) = \frac{E_0 a}{W \epsilon_r} \frac{d^2}{\left(\frac{c_0 t}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} - b\right)^2 + d^2} \left[\eta(t) - \eta\left(t - \frac{l \sqrt{\epsilon_{эф}}}{c_0}\right) \right]. \quad (4.8)$$

Анализ полученного выражения позволяет сделать следующие выводы:

1). при $d \rightarrow \infty$ выражение (4.8) переходит в выражение для тока в пассивной полосковой линии в поле «ступенчатой» плоской ТЕМ-волны, падающей перпендикулярно полосковой линии [4.5];

2). выражение (4.8) позволяет определить значение нормальной к ПЛ компоненты внешнего электрического поля E_0 (рис. 4.1) в точке пересечения продольных осей ПЛ и АЛ (точки «возмущения») по экспериментальным данным $i(0,t)$ при учете соотношения

$$t = \frac{z \sqrt{\epsilon_{эф}}}{c_0},$$

соответствующего времени распространения сигнала по ПЛ от точки возмущения $z = a$ до регистрирующего устройства. Это позволяет при проектировании сигнальных линий связи одновременно решать задачу идентификации характера помехового воздействия, измерения локальной напряженности поля

электромагнитного импульса или измерения пространственных неоднородностей импульсных электромагнитных полей;

3). такая система двухпроводных линий отображает пространственную неоднородность нормальной к проводам линий компоненты внешнего ступенчатого электрического поля во временной сигнал той же функциональной зависимости. Таким образом, относительная неоднородность поля по продольной оси ПЛ переходит в относительную неравномерность вершины сигнала на нагрузке ЛС (регистрируемого сигнала). С другой стороны, в этих условиях выходной сигнал ЛС представляет собой переходную характеристику системы «полеобразующее устройство - ЛС», то есть переходную характеристику механизма передачи помехового сигнала;

4). полученное выражение (4.8) для расчета помехового сигнала на нагрузке ПЛ при воздействии пространственно неоднородного электромагнитного поля, возбуждаемого токами в АЛ передачи, размещенной ортогонально к ПЛ, предполагает использование возможностей ПЭВМ, но требует разработки и создания специализированных программ.

4. Рабочее задание

4.1. Рассчитайте импульс тока в начале пассивной линии, возникающий от прохождения импульса в скрещенной активной линии при $\epsilon_r = 1$.

4.2. Установите заданную величину диэлектрической проницаемости и повторите расчет п. 4.1.

4.3. Изменением геометрии исследуемой системы (расстояния между проводниками пассивной линии, расстояния от начала пассивной линии до активной и т.п.) установите зависимость параметров наводимого импульса.

4.4. Проанализируйте результаты расчетов, полученные в п. 4.1-4.3 .

Контрольные вопросы

5.1. Что можно предпринять для снижения коэффициента передачи импульсной помехи в случае скрещенных линий?

5.2. Какое воздействие на коэффициент передачи импульсной помехи оказывает изменение расстояния между проводниками пассивной линии?

5.3. Как влияет на коэффициент передачи помехи изменение радиуса проводников АЛ?

5.4. Как влияет на коэффициент передачи помехи изменение радиуса проводников ПЛ?

5.5. Как зависит уровень импульсной помехи, наводимой на входе рецептора от величины относительной диэлектрической проницаемости ПЛ?

5.6. Как зависит уровень импульсной помехи, наводимой на входе рецептора от типа ПЛ?

5.7. Объясните качественно, как повлияет на характер наводимой помехи несогласованная нагрузка ПЛ?

Литература

1. Скрещенные двухпроводные линии передачи. /О.В. Михеев, С.А. Подосенов, К.Ю. Сахаров и др.: Сб. докл. Пятой научно-технической конфер. «Электромагнитная совместимость технических средств и биологических объектов» — «ЭМС — 98». - СПб, ВИТУ, 1998. - С. 284 - 291.
2. Шваб А. Й. Электромагнитная совместимость. II издание, переработанное и дополненное / пер. с немецкого В.Д. Мазина и С.А. Спектора /под ред. И.П. Кужекина. - М.: Энергоатомиздат, 1998. - С. 135 - 140
3. Теоретические основы электротехники. Т.2. Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля /под ред. П.А. Ионкина. - М.: Высшая школа, 1976. - С.172 - 174.
4. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / пер. с англ. В.А. Исаакяна /под ред. Б.Н. Файзулаева. - М.: Мир, 1990.- С. 194-200.
5. Podosenov S.A., Sakharov K.Yu., Svekis Ya. G., Sokolov A.A. Linear Two-Wire Transmission Line Coupling to an External Electromagnetic Field, Part II: Specific cases, experiment. IEEE Trans.: Electromagnetic Compatibility, vol. 37, no 4, November, 1995, pp. 566 — 574.

Лабораторная работа № 5 (4 часа)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТА ПЕРЕКРЕСТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В РПУ

Цель работы: Целью работы является исследование коэффициента перекрестных искажений в радиоприемном устройстве. Определение коэффициента перекрестных искажений, динамического диапазона и эффективной избирательности РПУ по перекрестным искажениям.

1. Домашнее задание

- 1.1. Изучение теоретического материала.
- 1.2. Анализ модели процесса перекрестных искажений в РПУ.

2. Краткие теоретические сведения

Восприимчивость ПРМ, как его свойство реагировать на НЭМП, определяется частотной избирательностью, которая представляет собой зависимость амплитуды помехи на входе от ее частоты при фиксированном отношении помеха/шум, либо амплитуде информационного сигнала, либо значением коэффициента перекрестных искажений — $K_{\text{пн}}$. Взаимодействие НЭМП за пределами ОКП и полезного сигнала на нелинейности, приводящей к искажению временной и спектральной структуры полезного сигнала на выходе ПРМ, т.е. восприимчивость ПРМ к мультипликативным помехам, зависит от ХЧИ по перекрестным искажениям.

Такая ХЧИ представляет зависимость амплитуды мешающего модулированного радиосигнала на входе от частоты этого сигнала при заданном коэффициенте перекрестных искажений $K_{\text{пн}}$.

$$A_{\Pi}(f, m_{\Pi}) = \Phi_{\text{пер}} [K_{\text{ни}} = \text{const}, m_{\Pi}, A_0(f_0), f\text{-var}], \quad (5.1)$$

где m_{Π} – коэффициент соответствующего вида модуляции мешающего сигнала.

В практических задачах удобно использовать следующее выражение для коэффициента перекрестных искажений:

$$K_{\text{ПИ}} = \frac{|U'_{\text{вых}}(U_C + U_{\Pi}) - U'_{\text{вых}}(U_C)|}{U'_{\text{вых}}(U_C)} \quad (5.2)$$

где $U'_{\text{вых}}(U_C + U_{\Pi})$ и $U'_{\text{вых}}(U_C)$ – напряжение некоторой спектральной составляющей сигнала при наличии и отсутствии помехи.

Из соотношения (5.2) следует, что коэффициент перекрестных искажений не зависит от уровня сигнала на входе РПУ $U_{C_вх}$ при условии $U_{C_вх} \ll U_{\Pi_вх}$.

Способность РПУ принимать сигнал в присутствии сильной помехи с допустимыми перекрестными искажениями определяется динамическим диапазоном РПУ по перекрестным искажениям:

$$D_{\text{ПЕР}}(f) = A_{\Pi}(f, m_{\Pi}) / A_0(f_0) = \Phi_{\text{пер}} [K_{\text{ПИ}} = \text{const}, A_{\Pi}(f), A_0(f_0), f\text{-var}], \quad (5.3)$$

где $A_{\Pi}(f, m_{\Pi})$ – амплитуда НЭМП на входе ПРМ;

$A_0(f_0)$ – амплитуда полезного сигнала на входе ПРМ.

3. Порядок выполнения работы

3.1. Ознакомиться с программой моделирования процессов, протекающих в радиотехнических устройствах, SystemView.

3.2. Изучить функциональную схему устройства лабораторной работы.

3.3. Снять амплитудную характеристику РПУ по перекрестным искажениям.

3.4. Рассчитать коэффициент перекрестных искажений и критерий устойчивости качественных показателей.

3.5. Построить графики зависимости амплитудной характеристики РПУ по перекрестным искажениям и критерия устойчивости качественных показателей.

3.6. Снять характеристику эффективности избирательности РПУ по перекрестным искажениям.

3.7. Построить график зависимости амплитуды выходного сигнала от частоты помехи.

4. Проведение лабораторного исследования

Функциональная схема.

Схема установки для исследования перекрестных искажений в ПРУ приведена на рис. 5.1.

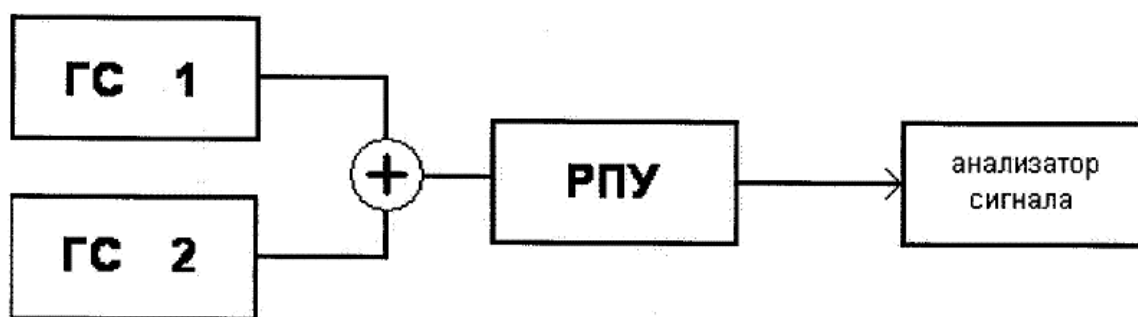


Рис. 5.1. Функциональная схема лабораторной установки

Смоделированная установка включает в себя:

- 2 генератора сигналов ГС;
- Радиоприемник
- Анализатор сигнала.

Генератор ГС 1 имитирует сигнал, генератор ГС 2 — помеху. И сигнал и помеха моделируется по амплитуде: сигнал модулируется напряжением частотой 2500 Гц, помеха модулируется напряжением частотой 2000 Гц внутреннего модулятора ГС 2. В антенне (вместо антенны используется сумматор М) производится сложение полезного сигнала и помехи. Далее эта сумма поступает в приемник. К низкочастотному выходу приемника подключен анализатор сигнала, который может служить как осциллографом, так и спектроанализатором (в зависимости от режима просмотра) для регистрации эффекта перекрестных искажений.

Общий вид схемы лабораторной установки, смоделированной на компьютере, представлен на рис. 5.2.

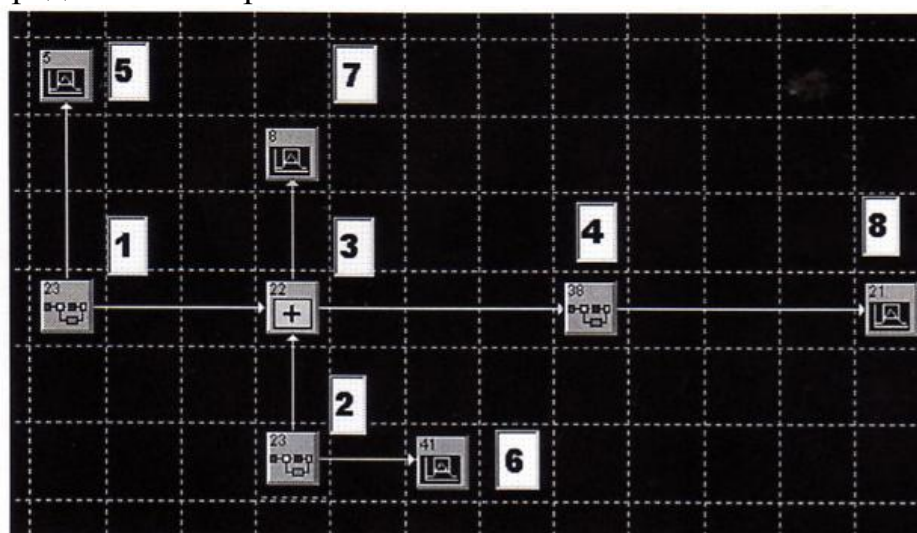


Рис 5.2. Общий вид схемы лабораторной установки в среде моделирования System View:

- 1 - генератор информационного амплитудно-модулированного сигнала;
- 2 - генератор сигнала амплитудно-модулированной помехи;
- 3 - сумматор сигналов;
- 4 - радиоприемное устройство;

- 5 - анализатор сигнала на выходе генератора информационного амплитудно-модулированного сигнала;
- 6 - анализатор сигнала на выходе генератора сигнала модулированной помехи;
- 7 - анализатор суммы сигналов;
- 8 - анализатор сигналов на низкочастотном выходе детектора РПУ.

Снятие амплитудной характеристики РПУ по перекрестным искажениям.

Запустить программу SystemView. В главном меню левой кнопкой мыши раскрыть вкладку File. Перейти на строку Open Existing System.... Выбрать путь до файла с лабораторной работой (Перекрестные искажения РПУ.svu) рис. 5.3.

Установить входное напряжение сигнала $U_{C_вх} = 100$ мВ. Частота сигнала $f_C = 1,505$ МГц. Частота помехи $f_{П} = 1,512$ МГц отличается от частоты сигнала, но находится внутри полосы пропускания приемника. Увеличивая входное напряжение помехи будем следить за изменением суммарного (сигнал + помеха) напряжения на выходе РПУ. Данные измерений занести в табл. 5.1.

Методика снятия значений описана в п. 5.1.

При малых напряжениях $U_{П_вх}$ выходной сигнал $U_{\Sigma_вых}$ меняется слабо. При дальнейшем увеличении $U_{П_вх}$ суммарный сигнал начнет уменьшаться по амплитуде и сильно искажаться.

Рассчитаем коэффициент перекрестных искажений по формуле:

$$K_{ПИ} = \frac{U_{\Sigma_вых} - U_{C_вых}}{U_{C_вх}}$$

для каждой строки табл. 4.3 и заполним графу "К_{ПИ}" табл. 5.3.

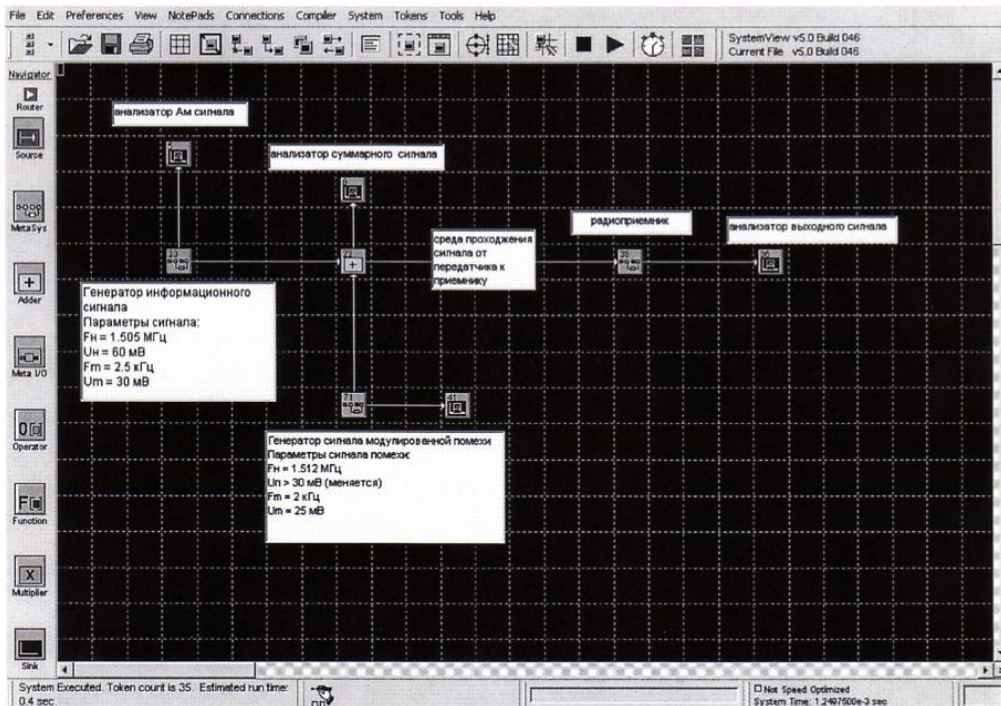


Рис. 5.3. Вид функциональной схемы в программе

Критерий устойчивости качественных показателей, определяемый как выходное отношение сигнал / помеха на входе, рассчитаем по формуле:

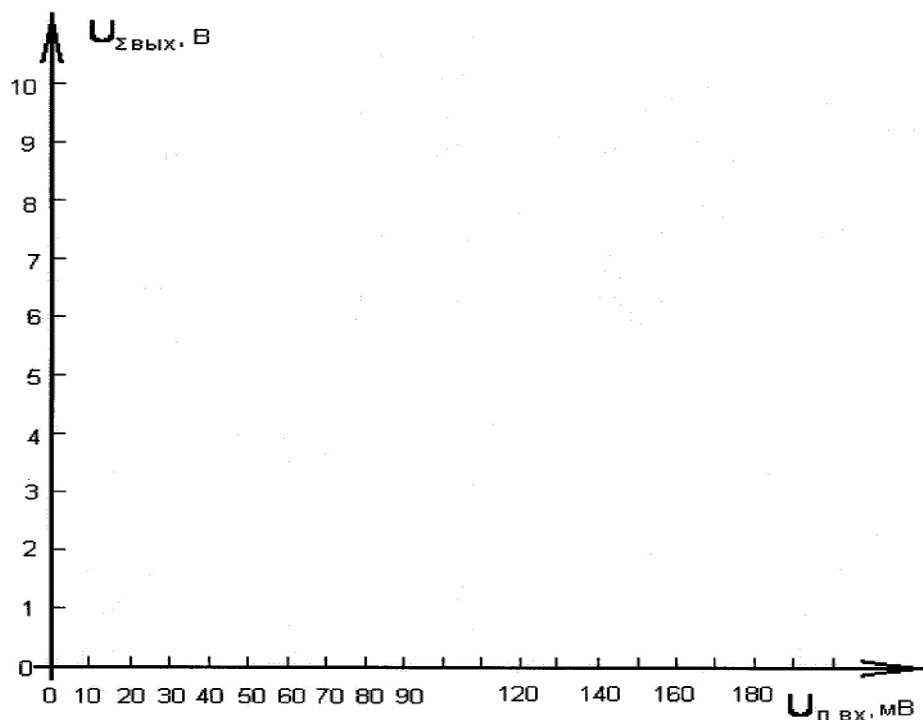
$$i = \frac{4m^2}{4 + m^2 K_{\text{вх}}^2 + m^2}$$

полученные значения занесем в табл. 5.3.

Построим графики амплитудной зависимости характеристики РПУ по перекрестным искажениям в виде зависимости $U_{\Sigma_{\text{ВЫХ}}} = \varphi(U_{\Pi_{\text{ВХ}}})$ при $U_{C_{\text{вх}}} = \text{const}$ (рис. 5.4), зависимость $K_{\text{ПИ}} = \varphi(U_{\Pi_{\text{вх}}})$ и зависимость $i = \varphi(U_{\Pi_{\text{вх}}})$ (рис. 5.5).

Таблица 5.3

№	$U_{\Pi_{\text{вх}}}$, мВ	$U_{\Sigma_{\text{вых}}}$, В	$K_{\text{ПИ}}$	$U_{\Pi_{\text{вх}}}/U_{C_{\text{вх}}}$	i
1					
2					
3					
4					
5					
6					
7					
8					
9					
10					

Рис. 5.4. График зависимости $U_{\Sigma_{\text{ВЫХ}}} = \varphi(U_{\Pi_{\text{ВХ}}})$

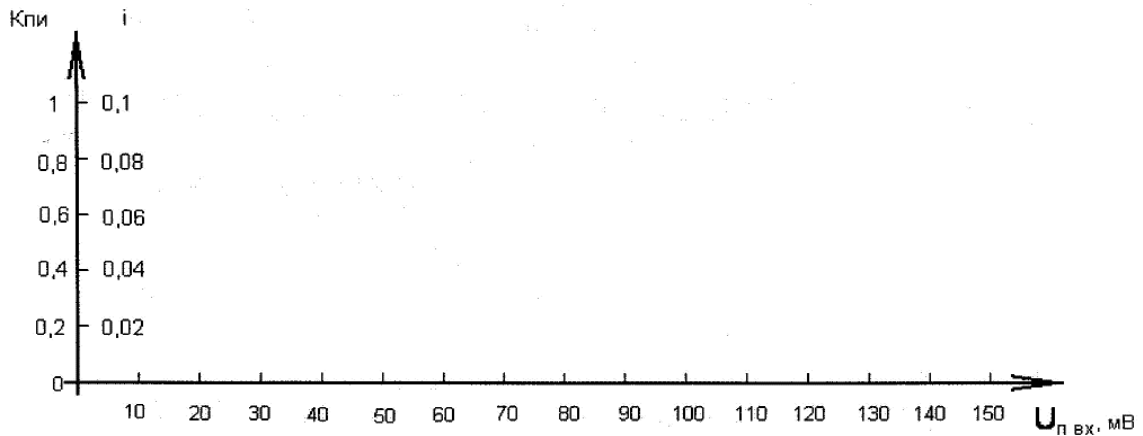


Рис. 5.5. График зависимости $K_{ПИ} = \varphi(U_{П_вх})$ и $i = \varphi(U_{П_вх})$

Оценка эффективной избирательности РПУ по перекрестным искажениям. Оставляя частоту и амплитуду входного сигнала постоянной и равной:

$$U_{C_вх} = 100 \text{ мВ}; f_C = 1,505 \text{ МГц.}$$

Начнем измерять частоту в пределах пропускания РПУ при $U_{П_вх} = 500$ мВ (рис 5.6).

Данные измерений занесем в табл. 5.4.

Таблица 5.4

№	$f_{П_вх}, \text{ МГц}$	$U_{\Sigma_вых}, \text{ В}$
1		
2		
3		
4		

По данным табл. 5.4. построим график зависимости $U_{\Sigma_вых} = \varphi(f_{П_вх})$.

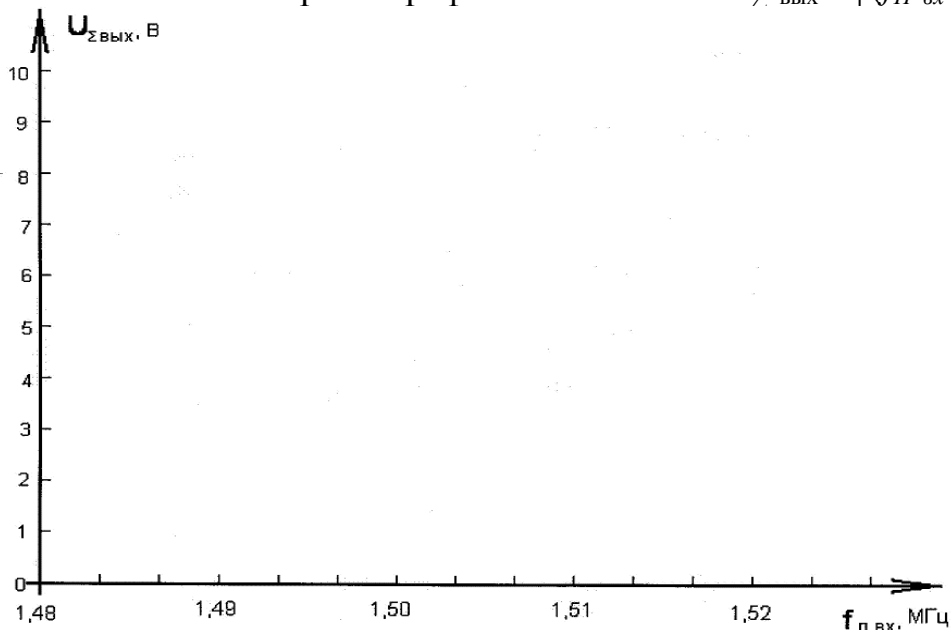


Рис. 5.6. График зависимости амплитуды выходного сигнала от частоты помехи

Требование к отчету.

По результатам лабораторной работы каждому студенту необходимо составить индивидуальный отчет, содержащий иллюстративный материал зависимостей $U_{\Sigma_ВЫХ} = \varphi(U_{П_ВХ})$, $K_{ПИ} = \varphi(U_{П_ВХ})$, $i = \varphi(U_{П_ВХ})$, $U_{\Sigma_ВЫХ} = \varphi(f_{П_ВХ})$.

Отчет должен содержать:

1. Функциональную схему установки для исследования явления перекрестных искажений в РПУ.
2. Формулы расчета $K_{ПИ}$, 1.
3. Заполненные таблицы со снятыми и рассчитанными значениями.
4. Построенные графики.
5. Выводы по работе.

Контрольные вопросы

- 5.1. Что такое перекрестные искажения в РПУ?
- 5.2. На что влияет коэффициент перекрестных искажений?
- 5.3. В каких пределах и единицах измеряется $K_{ПИ}$?
- 5.4. На каких частотах наиболее распространены перекрестные искажения?
- 5.5. Чем обусловлено появление перекрестных искажений, и как их избежать?

Лабораторная работа № 6 (4 часа) ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТА БЛОКИРОВАНИЯ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Цель работы:

1. Исследование эффекта блокирования радиоприемного устройства помехой, которая по мощности значительно превышает сигнал.
2. Измерение динамического диапазона РПУ по блокированию.
3. Снятие амплитудной характеристики и характеристики эффективной избирательности РПУ по блокированию.

1. Домашнее задание

- 1.1. Изучение теоретического материала.
- 1.2. Анализ модели процесса блокирования РПУ.

2. Краткие теоретические сведения

Восприимчивость ПРМ, как его свойство реагировать на НЭМП, определяется частотной избирательностью, которая представляет собой зависимость амплитуды помехи на входе от ее частоты при фиксированном

отношении помеха/шум, либо амплитуде информационного сигнала, либо значений одного из коэффициентов (блокирования — $K_{бл}$; перекрестных искажений — $K_{пи}$; интермодуляция — $K_{инт}$.)

ХЧИ по блокированию представляет собой зависимость амплитуды мешающего сигнала на входе от частоты этого гармонического сигнала при одновременном воздействии полезного сигнала и при заданном значении коэффициента блокирования $K_{бл}$.

$$A_U(f) = \Phi_{бл}[K_{бл} = \text{const}, A_0(f_0), f - \text{var}] \quad (6.1)$$

Восприимчивость ПРМ к НЭМП, воздействующим за пределом ОКП и приводящим к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе, при фиксированном значении $K_{бл}$, характеризуются мерой линейности ПРМ:

$$D_{бл}(f) = A_{П}(f)/A_0(f_0) = \Phi_{бл}[K_{ПИ} = \text{const}, A_{П}(f), A_0(f_0), f - \text{var}] \quad (6.2)$$

Соотношение 6.2 определяет динамический диапазон ПРМ по блокированию на частоте f , а его верхняя граница указывает порог его восприимчивости к НЭМП, приводящим к блокированию. В практических задачах удобно использовать следующее выражение для коэффициента блокирования:

$$K_{бл} = \frac{|U_{вых}(U_C + U_{П}) - U_{вых}(U_C)|}{U_{вых}(U_C)} \quad (6.3)$$

где U_C , $U_{П}$ - входные амплитуды сигнала и помехи соответственно;

$U_{вых}$ - значение выходных амплитуд соответствующих сигналов.

3. Порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с программой моделирования процессов, протекающих в радиотехнических устройствах, SystemView.

2. Изучить функциональную схему устройства лабораторной работы.

3. Снять амплитудную характеристику РПУ по блокированию.

4. Рассчитать коэффициент блокирования и критерий качественных показателей.

5. Построить графики зависимости амплитудной характеристики РПУ по блокированию, коэффициента блокирования и критерия качественных показателей.

6. Снять характеристику эффективности избирательности РПУ по блокированию.

7. Построить график зависимости амплитуды выходного сигнала от частоты помехи.

4. Проведение лабораторного исследования

Функциональная схема.

Лабораторная работа выполняется на персональной электронной вычислительной машине (ПЭВМ). Функциональная схема для исследования эффекта блокирования РПУ показана на рис. 6.1.

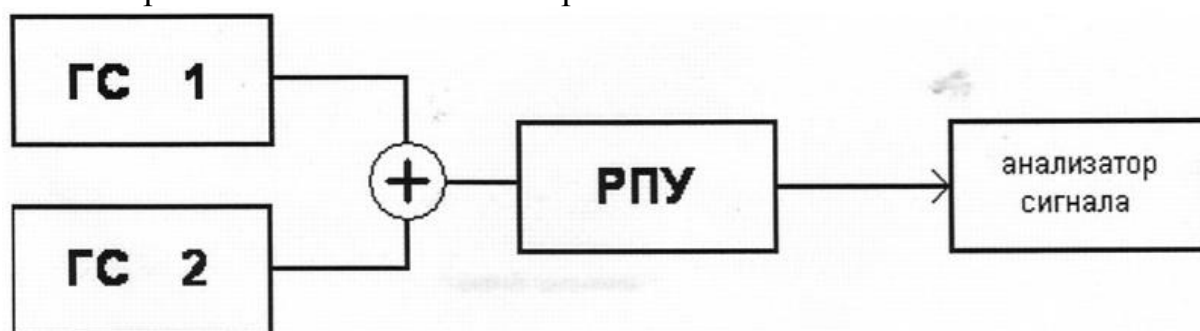


Рис. 6.1. Функциональная схема установки для исследования эффекта блокирования РПУ

Смоделированная установка включает в себя:

- 2 генератора сигналов ГС;
- Радиоприемник;
- Анализатор сигнала.

Генератор ГС1 имитирует сигнал, генератор ГС2 — помеху.

Сигнал модулируется по амплитуде внутренним модулятором ГС1, помеха не модулирована. В антенне производится сложение сигнала и помехи и далее эта сумма поступает в приемник. К низкочастотному выходу приемника подключен анализатор сигнала для визуальной регистрации эффекта блокирования. Анализатор сигнала может служить как осциллографом, так и спектроанализатором (в зависимости от режима просмотра).

Общий вид схемы лабораторной установки, смоделированной на компьютере, представлен на рис. 6.2.

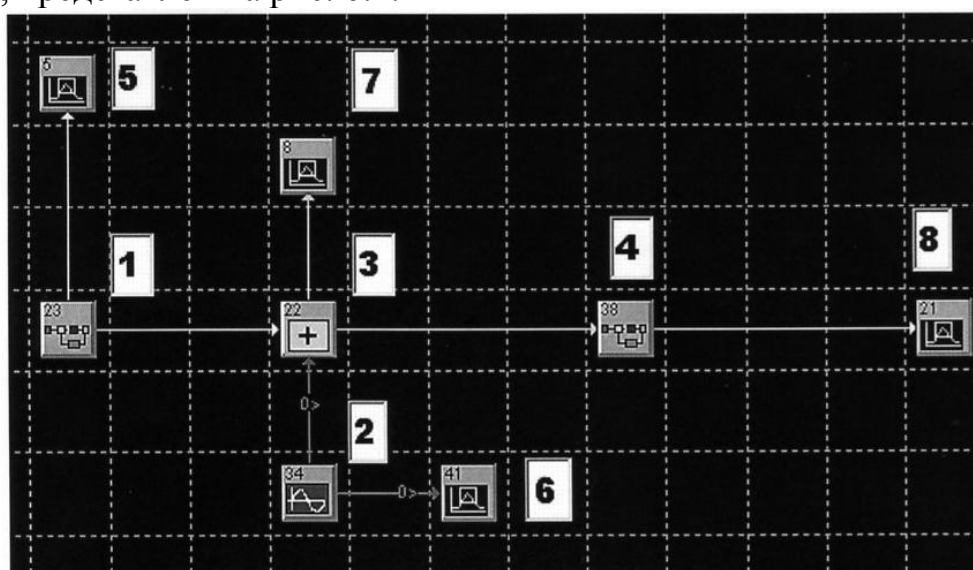


Рис. 6.2. Общий вид схемы лабораторной установки в среде моделирования

- 1 - Генератор информационного амплитудно-модулированного сигнала;
- 2 - Генератор сигнала немодулированной помехи;
- 3 - Сумматор сигналов;
- 4 - Радиоприемное устройство;
- 5 - Анализатор сигнала на выходе генератора информационного амплитудно-модулированного сигнала;
- 6 - Анализатор сигнала на выходе генератора сигнала немодулированной помехи;
- 7 - Анализатор суммы сигналов;
- 8 - Анализатор сигналов на низкочастотном выходе детектора РПУ;

Снятие амплитудной характеристики РПУ по блокированию.

Запустить программу SystemView. Общий вид системного окна программы приведен на рис. 6.3.

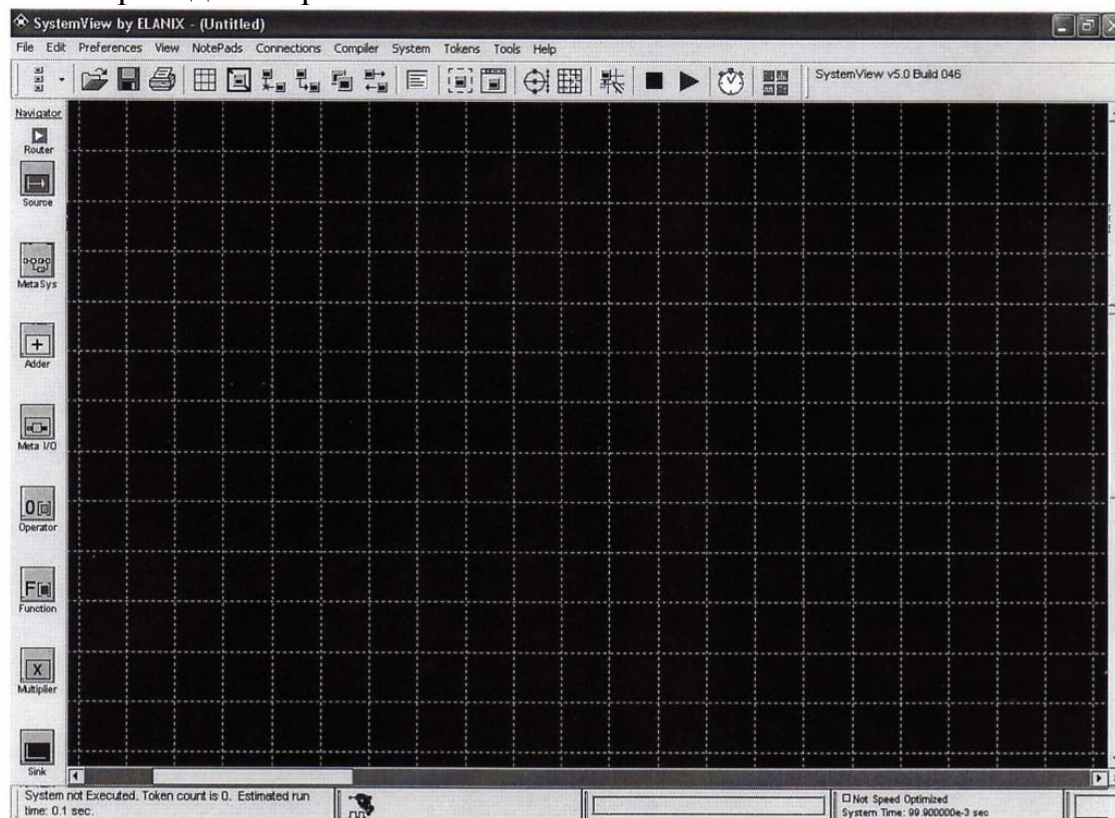


Рис. 6.3. Общий вид системного окна программы

В главном меню левой кнопкой мыши раскрыть вкладку File. Перейти на строку Open Existing System.... Выбрать путь до файла с лабораторной работой (Блокирование РПУ.svu), рис. 6.4.

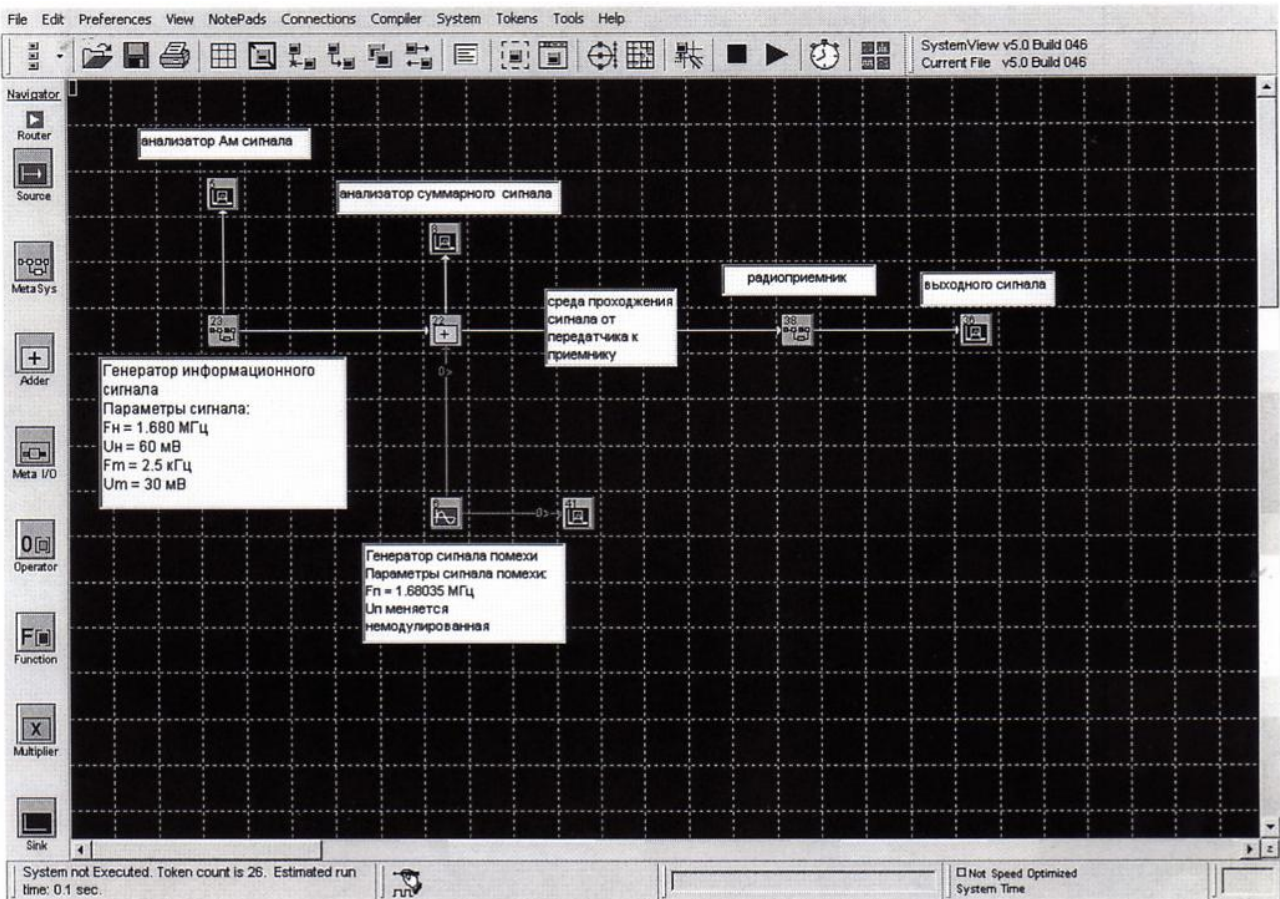




Рис. 6.4. Вид функциональной схемы в программе

Установим входное напряжение сигнала $U_{C_ex} = 6$ мВ. Частота сигнала $f_c = 1,685$ МГц. Для этого, дважды щелкнув левой клавишей мышки по функциональному блоку, имитирующему генератор информационного сигнала, MetaSystem23  (обозначен цифрой 1), на рабочем поле программы раскроется окно «m23: Источник сигнала» (рис. 6.5).

После чего двойным щелчком раскрыть символ источника несущего сигнала  (рис. 6.6).

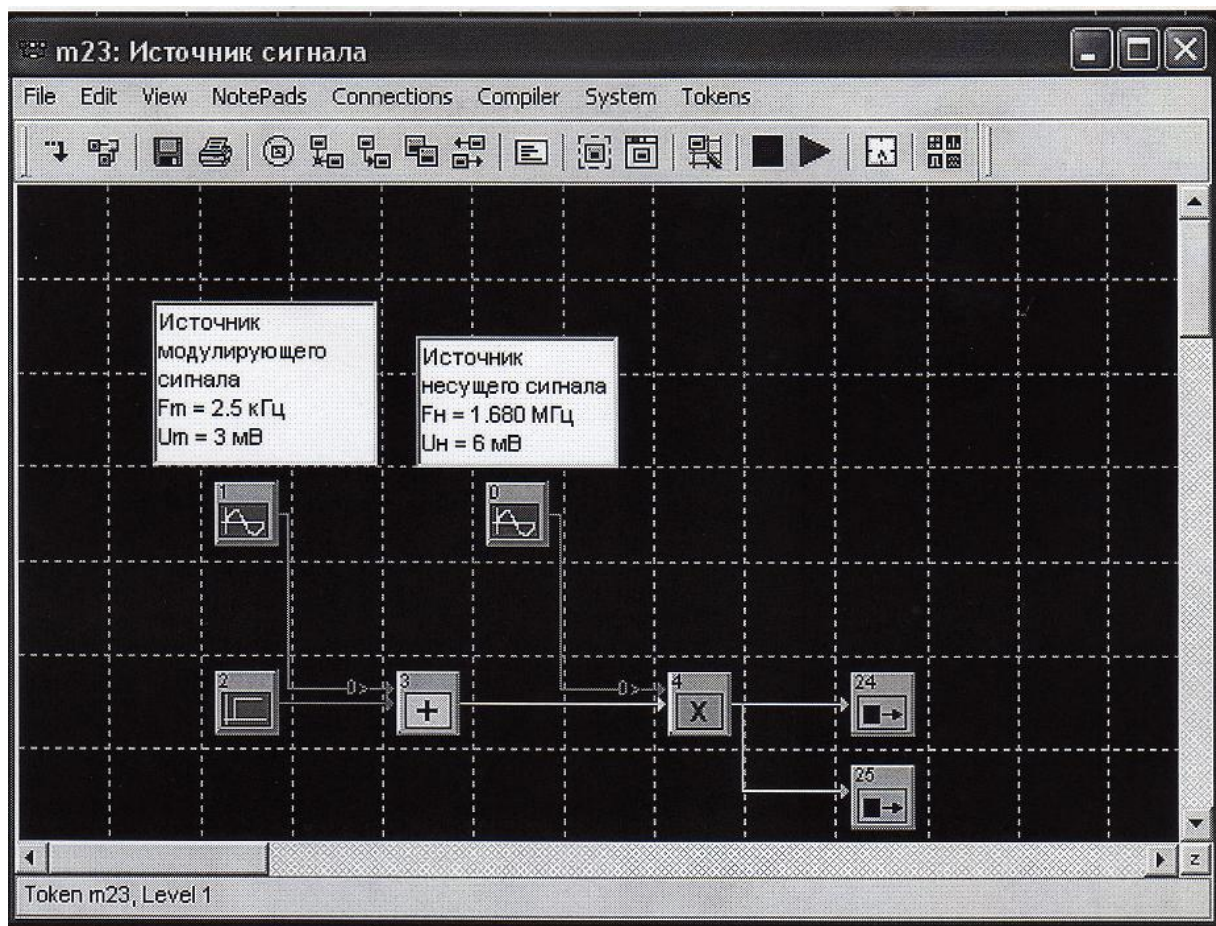


Рис. 6.5. Вид окна m23

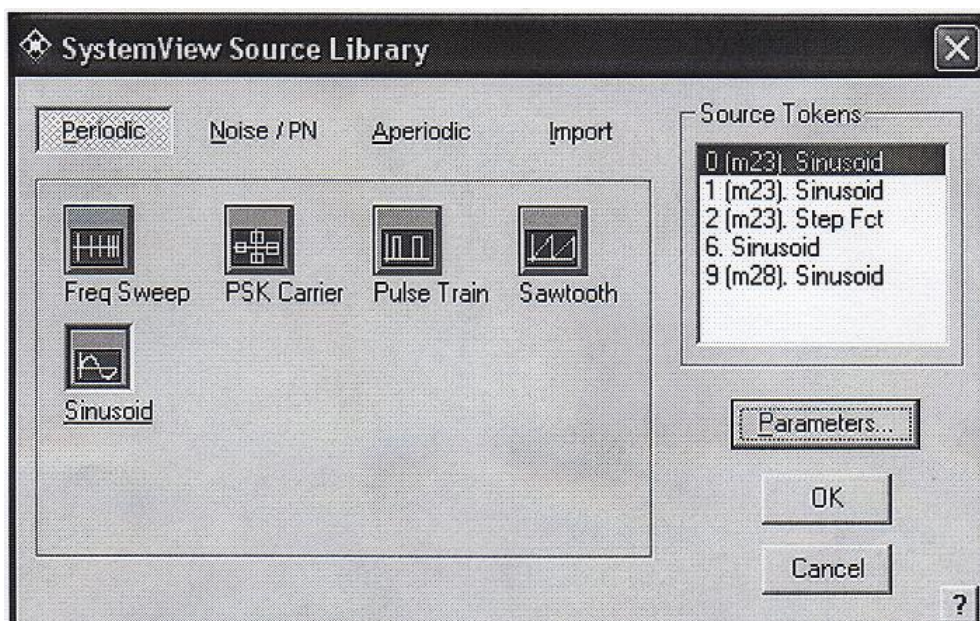


Рис. 6.6. Выбор типа источника сигнала

Далее нажать левой кнопкой мышки на кнопку Parameters, результат виден на рис. 6.7.

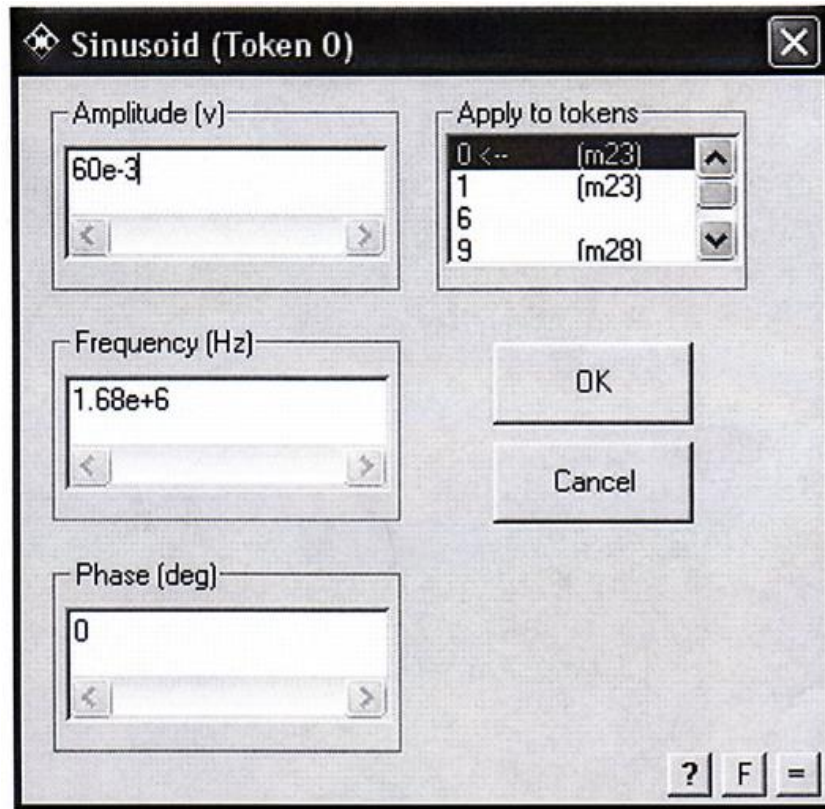



Рис. 6.7. Выбор параметров источника сигнала

В поле “Amplitude [v]” выставляется желаемая амплитуда несущего сигнала, в поле “Frequency [Hz]” - его частота, в поле “PHASE (deg)” - начальная фаза. После чего нажать кнопку "OK".

На рис 6.5 в окне показана схема формирования амплитудно-модулированного сигнала. Несущий сигнал генерируется синусоидальным источником (обозначен под номером 0). Параметры сигнала даны в текстовом поле. Несущий сигнал перемножается с модулирующим в перемножителе (4). Источником модулирующего напряжения является сумма сигнала источника синусоидального напряжения (1) и ступенчатой функции (2). Параметры модулирующего сигнала также приведены в текстовом поле, над источником (1).

Частота помехи $f_{II}=1,68835$ МГц отличается от частоты сигнала, но находится в нутрии полосы пропускания приемника. Параметры источника помехи изменяются так же, как и у источника сигнала. Увеличивая входное напряжение помехи, будем следить за изменением суммарного (сигнал + помеха) напряжения на выходе РПУ. Для просмотра эюр сигналов на рабочем

поле располагаются анализаторы сигналов  под номерами 5, 6, 7, 8 (рис. 6.2).

После запуска системы (нажатие кнопки), необходимо нажать на кнопку “Analysis Window”() для того, чтобы попасть в окно “SystemView Analysis”(рис. 6.8).

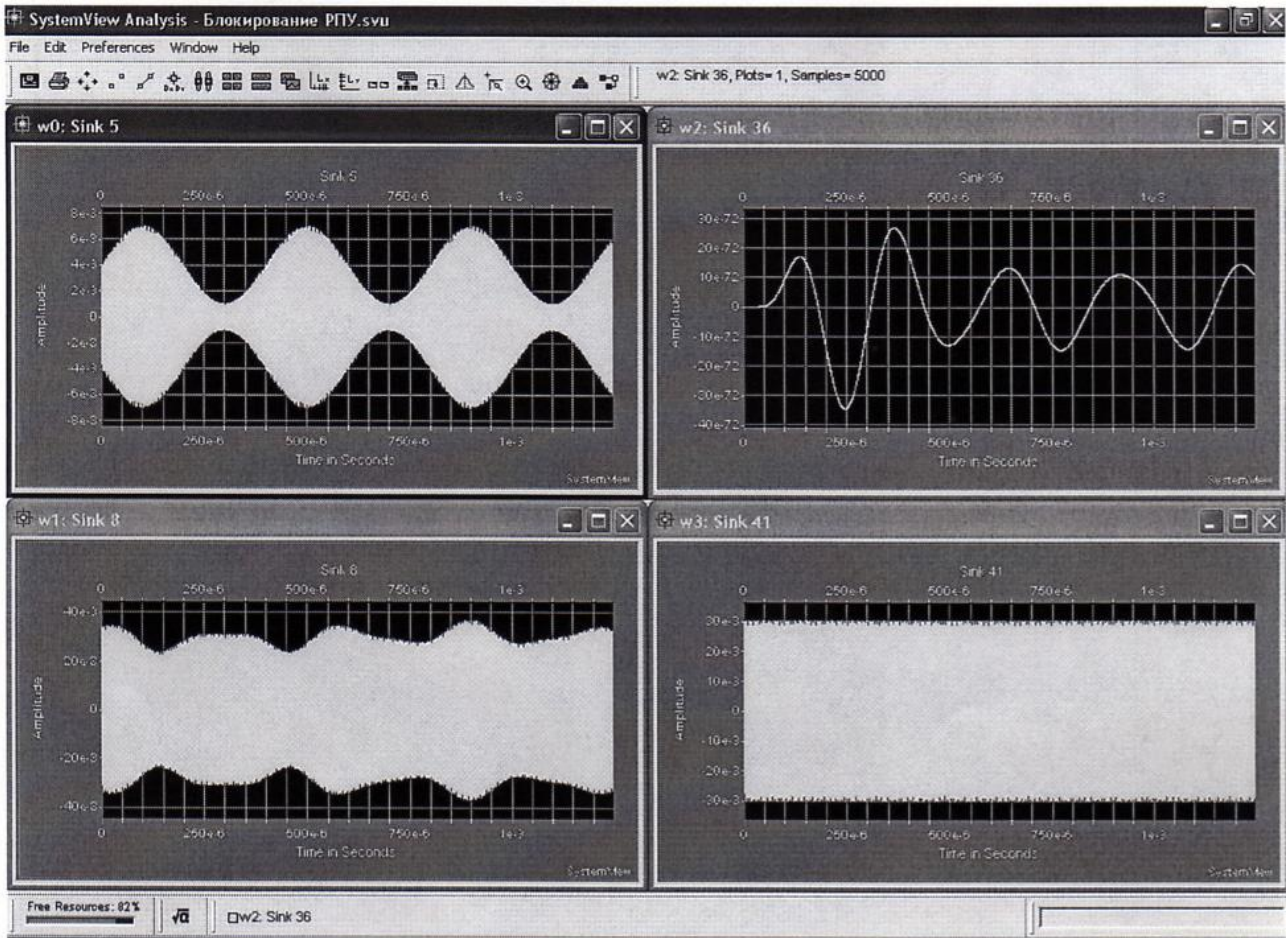


Рис. 6.8. Вид окна “SystemView Analysis”

В нем представлены эпюры напряжений, выводимых соответствующими анализаторами. В данном случае это:

w0: Sink 5 – эпюра напряжения с выхода генератора сигнала;

w0: Sink 41 – эпюра напряжения с выхода генератора помех;

w1: Sink 8 – эпюра напряжения суммы сигнал + помеха перед тактом приемника;

w4: Sink 36 – эпюра напряжения на выходе детектора радиоприемника.

Эти эпюры, в общем, дают наглядное представление о характере сигналов и их проходимости через тракт РПУ. Для изменений важна последняя эпюра (w4: Sink 36). Значение амплитуды можно узнать, наведя курсор мыши на эпюру. Величина отображается в верхнем правом углу окна “SystemView Analysis”.

Данные измерений занести в табл. 6.1.

При незначительных напряжениях $U_{П_вх}$ выходной сигнал $U_{\Sigma_вых}$ изменяется слабо и не имеет искажений, а при дальнейшем увеличении $U_{П_вх}$, сигнал на выходе сначала искажается, а затем начинает уменьшаться по амплитуде.

Рассчитаем коэффициент блокирования по формуле:

$$K_{\text{бл}} = \frac{|U_{\Sigma_вых} - U_{C_вых}|}{U_{C_вых}} = 1 - \frac{U_{\Sigma_вых}}{U_{C_вых}}$$

Полученные значения $K_{\text{бл}}$ занесем в табл. 6.1.

Построим графики амплитудной зависимости характеристики блокирования РПУ в виде зависимости $U_{\Sigma_вых} = \varphi(U_{П_вх})$ при $U_{C_вых} = \text{const}$, зависимость $K_{\text{бл}} = \varphi(U_{П_вх})$ при $U_{C_вых} = \text{const}$ (рис. 6.9).

Таблица 6.1

№	$U_{П_вх}$, мВ	$U_{\Sigma_вых}$, В	$K_{\text{бл}}$	$U_{П_вх}/U_{C_вх}$	j
1					
2					
3					
4					

Критерий качественных показателей, определяемых как выходное отношение сигнал/помеха по выходу, рассчитаем по следующей формуле:

$$j = \frac{4m^2}{4 + m^2 K_{\text{вх}}^2 + m^2}$$

полученные значения занесем в табл. 4.1. По этим значениям построим график зависимостей $j = \varphi(U_{П_вх})$ (рис. 6.10).

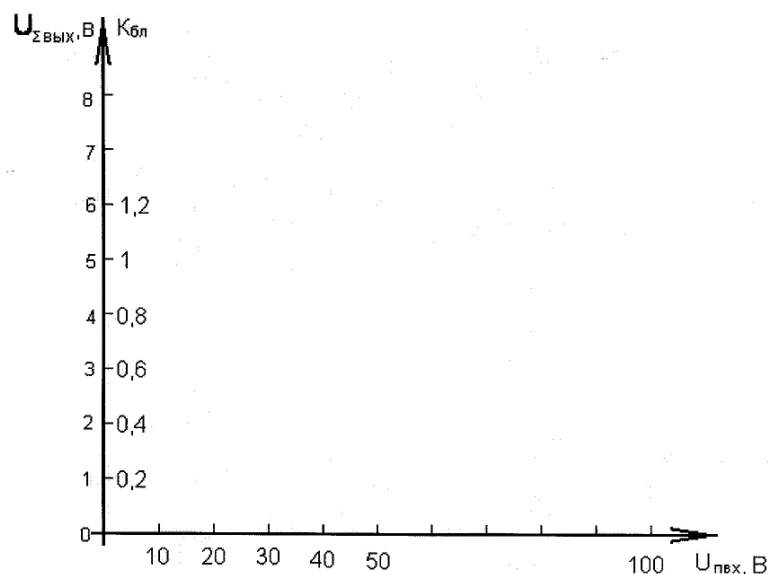
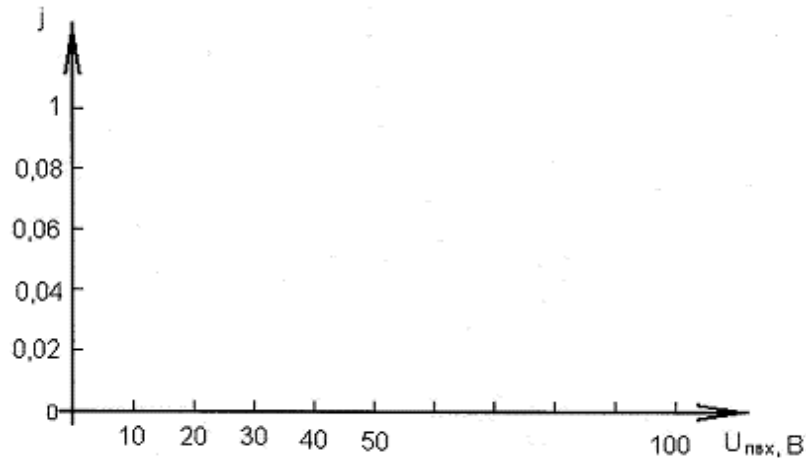


Рис. 6.9. Графики зависимостей $U_{\Sigma_вых} = \varphi(U_{П_вх})$; $K_{\text{бл}} = \varphi(U_{П_вх})$

Рис. 6.10. Графики зависимости $j = \varphi(U_{пвх})$

Оценка эффективности избирательности РПУ по блокированию.

Оставляя частоту и амплитуду входного сигнала постоянной и равной: $U_{с_вх} = 60$ мВ; $f_c = 1,680$ МГц, начинаем изменять частоту помехи в пределах полосы пропускания РПУ при $U_{пвх} = 100$ мВ. Данные измерений записываем в табл. 6.2.

Таблица 6.2

№	$f_{пвх}$, МГц	$U_{\Sigma_вых}$, В
1		
2		
3		
4		

По данным таблицы 6.2. построим график зависимости $U_{\Sigma_вых} = \varphi(f_{пвх})$ (рис. 6.11).

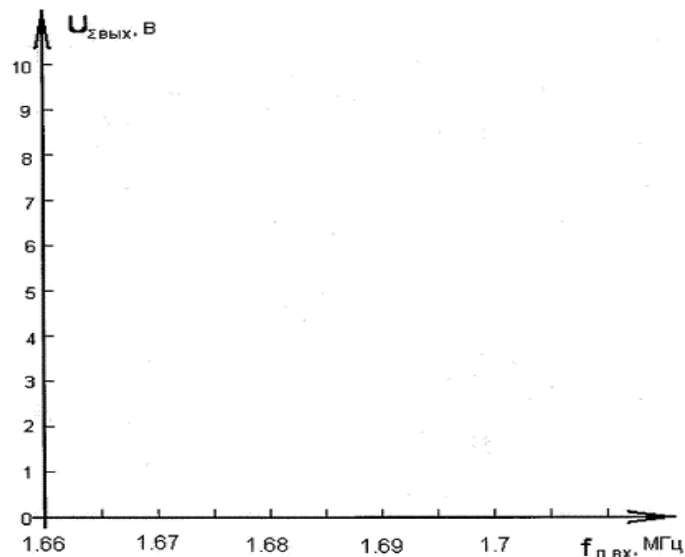


Рис. 6.11. График зависимости амплитуды выходного сигнала от частоты помехи

Требование к отчету

По результатам лабораторной работы каждому студенту необходимо составить индивидуальный отчет, содержащий иллюстративный материал зависимостей $U_{\Sigma_ВЫХ} = \varphi(U_{П_вх})$, $K_{\delta} = \varphi(U_{П_вх})$, $j = \varphi(U_{П_вх})$, $U_{\Sigma_ВЫХ} = \varphi(f_{П_вх})$.

Отчет должен содержать:

1. Функциональную схему установки для исследования эффекта блокирования РПУ.
2. Формулы расчета $K_{\delta l}$, j .
3. Заполненные таблицы со снятыми и рассчитанными значениями.
4. Построенные графики.
5. Выводы по работе.

Контрольные вопросы

- 5.1. Поясните эффект блокирования радиоприемного устройства помехой.
- 5.2. Что такое коэффициент блокирования РПУ?
- 5.3. Что является критерием качественного показателя при блокировании РПУ помехой?
- 5.4. В каких пределах и единицах измеряется $K_{\delta l}$?
- 5.5. В каких пределах лежат коэффициенты блокирования, соответствующие допустимому изменению уровня сигнала на выходе приемника?