

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор)

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-64098
от 18 декабря 2015 г.

Учредитель – Государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Московской области «Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза, летчика-космонавта А.А. Леонова» (141074, Московская область, г. Королев, ул. Гагарина, д. 42)
Издается с сентября 2014 г.

Выходит 4 раза в год

ISSN 2409-1650

Журнал «Информационно-технологический вестник» включён в Перечень ведущих периодических изданий ВАК

Группы научных специальностей и научные специальности в рамках групп научных специальностей, по которым издание входит в Перечень:

05.07.00 Авиационная и ракетно-космическая техника [05.07.02 Проектирование конструкций и производство летательных аппаратов, 05.07.10 Инновационные технологии в аэрокосмической деятельности], (входит в Перечень ВАК)

05.13.00 Информатика, вычислительная техника и управление [05.13.01 Системный анализ, управление и обработка информации (по отраслям), 05.13.18 Математическое моделирование численные методы и комплексы программ], (не входит в Перечень ВАК)
05.16.00 Металлургия и материаловедение [05.16.09 Материаловедение (по отраслям)] (входит в Перечень ВАК)

Подписной индекс в каталоге НТИ-
Роспечать 62191

Главный редактор
Артюшенко Владимир Михайлович,
д.т.н., профессор

Над выпуском работали
Паршина Ю.С.
Пирогова Е.В.
Багдасарян А.А.
Харитоновна А.А.
Макаревич Е.В.

Адрес редакции:
141070, Королев,
Ул. Октябрьская, 10а
Тел. (495)543-34-31 (доб.138),
E-mail : rio-kimes@mail.ru,
Site: www.unitech-mo.ru

Редакция не несет ответственности за достоверность информации в материалах, в том числе рекламных, предоставленных авторами для публикации
Материалы приводятся в авторской редакции.

СОДЕРЖАНИЕ

АВИАЦИОННАЯ И РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

Артюшенко В.М., Воловач В.И.

ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ И ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА В АВИАЦИОННЫХ И РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКИХ РАДИОСИСТЕМАХ ПРИ НАЛИЧИИ АДДИТИВНЫХ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ С НИЗКИМ УРОВНЕМ.....3

Бершадский В.А.

ПРОГРЕВ КРИОГЕННОГО ТОПЛИВА ПРИ ВЫНУЖДЕННЫХ КОЛЕБАНИЯХ В БАКЕ РАКЕТНОЙ ДВИГАТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ.....16

Гладков А.В.

ТУРБИННЫЙ РАСХОДОМЕР С ПОВЫШЕННОЙ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТЬЮ.....24

Донской А.Д., Сабо С.Е., Щиканов М.А.

ДИНАМИКА ПОЛЕТА КРЫЛАТОЙ РАКЕТЫ.....30

Мороз А.П., Полехина Г.Е., Полехин А.И.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ КРИТЕРИИ ФОРМИРОВАНИЯ ЕДИНОЙ ВРЕМЕННОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ АДРЕСОВ ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ БОРТОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ С ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫМ СБОРОМ ДАННЫХ.....41

Светушков Н.Н., Степанова А.А.

АНАЛИЗ И ПЕРСПЕКТИВЫ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ПСИХОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДДЕРЖКИ ЭКИПАЖЕЙ КА.....53

ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

Аббасова Т.С., Ганюшин А.А., Ганюшина Ю.Н.

ОПТИМИЗАЦИЯ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ.....67

Воловач В.И.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ ФУНКЦИИ ПОМЕХОВОЙ МОДУЛЯЦИИ.....77

Мосалов О.П.

ВЕКТОРНЫЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ РЕБЕР ГРАФА ОНТОЛОГИИ КАК ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ АНАЛИЗА И ГЕНЕРАЦИИ НОВЫХ ДАННЫХ.....93

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

1. Барканов Е.Н., Dr.sc.ing.
2. Васильев Н.А., д.т.н., профессор
3. Леоненко Д.В., д.ф.-м.н., профессор
4. Тимофеев А.Н., д.т.н., профессор

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

1. Аббасов Э.М., к.т.н.
2. Аббасова Т.С., к.т.н., доцент
3. Бухаров С.В., д.т.н., профессор
4. Бершадский В.А., д.т.н., профессор кафедры
5. Воловач В.И., д.т.н., профессор
6. Кучеров Б.А., к.т.н.
7. Логачев И.А., к.т.н.
8. Логачева А.И., д.т.н., профессор
9. Макаров М.И., д.т.н., профессор
10. Матвиенко Ю.Г., д.т.н., профессор
11. Мороз А.П., д.т.н., профессор
12. Мосалов О.П., к.ф.-м.н.
13. Разумовский И.М., д.ф.-м.н., профессор
14. Рудаков В.Б., д.т.н., профессор
15. Скрябин М.Л., к.т.н.
16. Соляной В.Н., к.т.н.
17. Стрэналюк Ю.В., д.т.н., профессор
18. Халиулин В.И., д.т.н., профессор
19. Чесноков А.В., д.т.н.
20. Щурин К.В., д.т.н., профессор

Подписано в печать 15.03.2021
Формат В5

Печать офсетная. Усл.печ.л. 10,6
Тираж 500 экз.
Заказ № 91-01

Отпечатано в типографии
ООО «Научный консультант»
г. Москва
Хорошевское шоссе, 35, корп.2

Семенов А.Б., Буробина К.Д., Орлова С.А.
**КОНСТРУКЦИЯ ЦЕПЕЙ ДИСТАНЦИОННОГО
ПИТАНИЯ ГИБРИДНОГО КАБЕЛЯ
С КООКСИАЛЬНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ ДЛЯ СБОРА
И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ СИСТЕМ
ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ.....102**

Сотников А.И.
**АНАЛИЗ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМОВ BIG DATA.....118**

Суркова Л.Е., Суркова Е.К.
**ПРИМЕНЕНИЕ РЕСУРСОВ СЕТИ ИНТЕРНЕТ
ДЛЯ РАЗРАБОТКИ КОНЦЕПЦИИ
ДЕВЕЛОПЕРСКОГО ПРОЕКТА.....125**

Царькова Н.И., Тарасов А.Н.
**ИССЛЕДОВАНИЕ СПРОСА НА СПРАВОЧНЫЕ
ПРАВОВЫЕ СИСТЕМЫ В РОССИИ ПРИ ПОМОЩИ
POWER BI.....135**

МЕТАЛЛУРГИЯ И МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

Гущин С.Н., Поярков М.С.
**ОСОБЕННОСТИ ХРУПКОГО РАЗРУШЕНИЯ
СТАЛЕЙ В УСЛОВИЯХ НИЗКИХ ТЕМПЕРАТУР.....143**

Скрябин М.Л.
**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПОЛУЧЕНИЯ
ВИНТОВОЙ ПОВЕРХНОСТИ ИЗ ТОНКОЙ
ПОЛОСЫ ПРИ ЛИСТОВОЙ ШТАМПОВКЕ.....149**

Чесноков А.В., Черенков С.П., Чесноков Д.В.
**КИНЕМАТИКО-СИЛОВОЙ АНАЛИЗ ПРОЦЕССА
ИГЛОПРОБИВКИ ПЛЕТЕННЫХ ПРЕФОРМ.....157**

УДК 621.396.96:621.26

Точность измерения частоты и времени прихода полезного сигнала в авиационных и ракетно-космических радиосистемах при наличии аддитивных и мультипликативных помех с низким уровнем

В.М. Артюшенко, доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационных технологий
и управляющие системы,

Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области

«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область,

В.И. Воловач, доктор технических наук, доцент,
заведующий кафедрой «Информационный и электронный сервис»,

Государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования,
Поволжский государственный университет, сервиса, г. Тольятти

Произведена оценка влияния флуктуационных стационарных мультипликативных помех, действующих одновременно с аддитивными помехами, на точность измерения неэнергетических параметров информационных сигналов. Показано, что мультипликативная помеха низкого уровня оказывает более сильное влияние на точность измерения времени прихода, чем на точность измерения частоты полезного сигнала. Осуществлена количественная оценка влияния мультипликативной помехи на точность измерения неэнергетических параметров полезного сигнала.

Радиотехническое приемное устройство, аддитивные и мультипликативные помехи, «низкий» уровень помех, условная вероятность правильного измерения информационного параметра.

Accuracy of measuring the frequency and time of arrival of a useful signal in aviation and space-rocket radio systems at presence of additive and multiplicative interference with low level

V.M. Artyushenko, doctor of Technical Sciences, Professor
head of the Department of information technologies and control systems,
State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region,

V.I. Volovach, doctor of technical Sciences, associate Professor
head of the Department «Information and electronic service»
State budgetary educational institution of higher education
Volga region state University of service, Tolyatti

The influence of fluctuating stationary multiplicative interference acting simultaneously with additive interference on the accuracy of measurement of non-energy parameters of information signals is estimated. It is shown that low-level multiplicative interference has a stronger effect on the accuracy of the arrival time measurement than on the accuracy of the useful signal frequency measurement. A quantitative assessment of the effect of multiplicative interference on the accuracy of measurement of non-energy parameters of the useful signal is carried out.

Radio-technical receiving device, additive and multiplicative interference, «low» level of interference, conditional probability of correct measurement of the information parameter.

Проиллюстрируем полученные в [1] общие выражения на примерах измерения частоты и времени прихода.

Точность измерения частоты полезного сигнала. При измерении частоты ω имеем

$$W(\omega, \Omega) \exp\{j\beta(\omega, \Omega)\} = \frac{1}{2} \sqrt{E} \int_0^{T_h} U_0^2(t) \exp\{j(\omega + \Omega)t\} dt = \sqrt{E} \dot{\rho}(\omega + \Omega), \quad \omega = l - l_0.$$

В большинстве случаев огибающая сигнала $U_0(t)$ – функция четная. Тогда, при соответствующем выборе начала отсчета

$$\beta(\omega) = \beta(\omega, \Omega) = 0,$$

при условии, что сигнал полностью лежит внутри интервала наблюдения,

$$\frac{d^2}{d\omega^2} W(\omega) |_{\omega=0} = -\frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^2(t) dt = -\bar{t}^2 \sqrt{E}, \quad (1)$$

где \bar{t}^2 – среднеквадратическая длительность полезного сигнала [3].

Определим входящую в выражение для дисперсии оценки параметров функцию

$$\frac{d}{d\omega} W(\omega, \Omega) |_{\omega=0} = \frac{1}{2} \sqrt{E} \frac{d}{d\omega} \times \left[\int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \cos(\omega + \Omega)t dt \right]_{\omega=0} = \sqrt{E} G'_{ог}(\Omega), \quad (2)$$

где $G_{ог}(\Omega) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) \cos \omega t dt$ – нормированный спектр квадрата огибающей неискаженного сигнала [$G_{ог}(\Omega) = |\dot{\rho}(0, \omega)|$], $G'_{ог}(\Omega)$ – производная $G_{ог}(\Omega)$ по ω .

Поскольку в рассматриваемом случае $\beta(\omega) = \beta(\omega, \Omega) = 0$, дисперсия ошибок измерения частоты, обусловленных МП, определяется выражением (20) [1].

С учетом выражений (13), (28), (29) [1] полная дисперсия ошибок измерения частоты равна

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{4\pi \bar{t}^2} \int_{-\infty}^{\infty} [G'_{ог}(\Omega)]^2 [G_V(\Omega) + G_D(\Omega)] d\Omega \right\}. \quad (3)$$

Из выражения (3) следует, что степень влияния МП на точность измерения частоты полностью определяется спектром квадрата огибающей сигнала и спектральными характеристиками ФПМ. Это влияние тем больше, чем ниже уровень АП, то есть чем больше величина q^2 .

Выражение (3) может быть существенно упрощено в двух предельных случаях – при медленных и быстрых МП. В случае медленных МП входящая в (3) функция $G'_{ог}(\Omega)$ изменяется значительно медленнее, чем функции $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$, поэтому в области, где $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ существенно отличаются от нуля, функцию $G'_{ог}(\Omega)$ можно представить тремя первыми членами разложения в ряд Тейлора. Учитывая при этом, что для сигналов с четными огибающими $G'_{ог}(0) = 0$, получим

$$[G'_{ог}(\Omega)]^2 \approx \Omega^2 [G''_{ог}(0)]^2. \quad (4)$$

С учетом (1), (2) $[G''_{ог}(0)]^2 = (\bar{t}^2)^2$.

Подставляя (4) в (3), имеем

$$\begin{aligned} \sigma_{\omega}^2 &= \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} + \sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 [G_V(\Omega) + G_D(\Omega)] d\Omega = \\ &= \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} - \frac{1}{2\alpha_0^2} [B_V''(0) + D_V''(0)], \end{aligned}$$

где $B_V''(0) = -\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_V(\Omega) d\Omega$ – вторая производная от функции корреляции флуктуаций ФПМ при $\tau = 0$. Аналогичным образом определяется $D_V''(0)$.

В случае быстрый МП спектральные плотности $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ в области, где $[G''_{ог}(0)]^2$ существенно отличается от нуля, можно считать постоянными и равными $G_V(0)$, $G_D(0)$ соответственно. Тогда

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \bar{t}^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{4\pi \bar{t}^2} [G_V(0) + G_D(0)] \int_{-\infty}^{\infty} [G'_{ог}(\Omega)]^2 d\Omega \right\}. \quad (5)$$

Рассмотрим подробнее интеграл, входящий в выражение (5). С учетом (2) имеем

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} [G'_{ог}(\Omega)]^2 d\Omega &= \frac{1}{4} \frac{\partial}{\partial \omega_1} \frac{\partial}{\partial \omega_2} \iint_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t_1) U_0^2(t_2) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \{ \exp[j(\omega_1 - \Omega)t_1 + (\omega_2 - \Omega)t_2] + \\ &+ \exp[j(\omega_1 - \Omega)t_1 + (\omega_2 - \Omega)t_2] \} dt_1 dt_2 d\Omega. \end{aligned}$$

Произведя интегрирование по Ω и учитывая известное соотношение для функции

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\omega\tau\} d\omega = \delta(\tau),$$

после интегрирования по dt_2 , получим

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} [G'_{ог}(\Omega)]^2 d\Omega &= \frac{\pi}{2} \frac{\partial}{\partial \omega_1} \frac{\partial}{\partial \omega_2} \text{Re} \{ \int_{-\infty}^{\infty} [U_0^4(t) + \\ &+ U_0^2(t) U_0^2(-t)] \exp\{jt(\omega_1 - \omega_2)\} dt \}. \end{aligned}$$

Для сигналов с четными огибающими при соответствующем выборе начала отсчета $U_0(t) = U_0(-t)$, тогда

$$\int_{-\infty}^{\infty} [G'_{ог}(\Omega)]^2 d\Omega = \pi \int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^4(t) dt.$$

При прямоугольной огибающей сигнала длительностью T амплитуда опорного сигнала $U_0(t)$ равна $\sqrt{2/T}$. Она определяется из равенства

$$\frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} U_0^2(t) dt.$$

В этом случае

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^4(t) dt = \frac{2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 U_0^2(t) dt = \frac{4}{T} \bar{t}^2$$

и выражение для дисперсии ошибок измерения частоты (5) приобретает вид

$$\sigma_{\omega}^2 \simeq \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 t^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{T} [G_V(0) + G_D(0)] \right\}.$$

Точность измерения времени прихода. При измерении времени прихода τ ($\tau = l - l_0$) имеем

$$W(\tau, \Omega) \exp\{j\beta(\tau, \Omega)\} = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp\{j\Omega t\} dt,$$

где $\dot{U}_0(t) = U_0(t) \exp\{j\Phi(t)\}$ – комплексная огибающая опорного сигнала приемного устройства, оптимального при измерении параметра на фоне белого шума.

Найдем характеристики функции $W(\tau, \Omega)$, $\beta(\tau, \Omega)$, входящие в общее выражение для дисперсии ошибок измерения параметра

$$\frac{d^2}{d\tau^2} W(\tau) \Big|_{\tau=0} = -\sqrt{E} \Omega^2,$$

$$W(0, \Omega) = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \cos \Omega t dt = \sqrt{E} G_{\text{ор}}(\Omega),$$

где $\Omega^2 = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 |F_c(\Omega)|^2 d\Omega$ – среднеквадратическая ширина спектра зондирующего сигнала $F_c(\Omega)$ [3].

Определим далее $\frac{d}{d\tau} W(\tau) \Big|_{\tau=0}$. Имеем

$$W(\tau, \Omega) = \frac{\sqrt{E}}{2} \sqrt{A + B},$$

$$A = \left[\text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp\{j\Omega t\} dt \right\} \right]^2;$$

$$B = \left[\text{Im} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_0(t) U_0^*(t - \tau) \exp\{j\Omega t\} dt \right\} \right]^2;$$

$$\frac{d}{d\tau} W(\tau) \Big|_{\tau=0} = -\sqrt{E} \frac{\text{Re}\{\dots\} \frac{d}{d\tau} \text{Re}\{\dots\} + \text{Im}\{\dots\} \frac{d}{d\tau} \text{Im}\{\dots\}}{2\sqrt{[\text{Re}\{\dots\}]^2 + [\text{Im}\{\dots\}]^2}} \Big|_{\tau=0}.$$

Для сигналов с четной огибающей при условии, что они целиком лежат внутри интервала наблюдения, и соответствующем выборе начала отсчета

$$\frac{d}{d\tau} \text{Re}\{\dots\} \Big|_{\tau=0} = \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \Phi'(t) \sin \Omega t dt; \quad \text{Im}\{\dots\} \Big|_{\tau=0} = 0. \quad (6)$$

С учетом (6) имеем

$$\frac{d}{d\tau} W(\tau) \Big|_{\tau=0} = \frac{\sqrt{E}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) \Phi'(t) \sin \Omega t dt = \sqrt{E} \gamma(\Omega). \quad (7)$$

В [2] указывается, что для сигналов с четной функцией $\Phi(t)$ справедливо соотношение

$$\beta(\tau, \Omega) = \tau \Omega / 2.$$

Дисперсия ошибок измерения времени прихода, обусловленных МП, для таких сигналов определяется из выражения (22) [1], а полная ошибка измерения времени прихода равна

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \Omega^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{4\pi \Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_V(0) \left[\frac{\Omega^2}{4} G_{\text{ор}}^2(\Omega) + \gamma^2(\Omega) \right] d\Omega - \right. \\ \left. - \frac{q^2}{4\pi \Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_D(0) \left[\frac{\Omega^2}{4} G_{\text{ор}}^2(\Omega) - \gamma^2(\Omega) \right] d\Omega \right\}. \quad (8)$$

Из (8) видно, что составляющая дисперсии ошибок измерения времени

прихода сигнала, обусловленная наличием МП, зависит как от огибающей сигнала, через функцию $G_{ор}(\Omega)$, так и от его фазовой структуры, через функцию $\gamma(\Omega)$.

Для немодулированных импульсных сигналов, у которых $\Phi(t) = 0$ и $\gamma(\Omega) = 0$, из (8) имеем

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \Omega^2} \left\{ 1 + \frac{q^2}{16\pi\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{ор}^2(\Omega) \times \right. \\ \left. \times [G_V(\Omega) - G_D(\Omega)] d\Omega \right\}. \quad (9)$$

Сравнение последнего выражения с (3) показывает, что спектральные характеристики МП $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ входят в эти формулы в виде разности и суммы соответственно.

Анализ, который нетрудно провести показывает, что при нормально распределенных амплитудно-фазовых искажений и нормальных чисто фазовых искажениях функция $G_D(\Omega)$ меньше нуля.

С учетом сказанного из сравнения (3) с последним соотношением можно сделать вывод о более сильном влиянии МП низкого уровня на точность измерения времени прихода, чем на точность измерения частоты.

По-видимому, это связано с тем, что при низком уровне флуктуационных МП сигнал, искаженный помехой, является нестационарным. При этом сигнал, искаженный стационарной флуктуационной МП, становится близким к стационарному, и структура сравниваемых нами выражений в силу того, что $G_V(\Omega) \gg G_D(\Omega)$, становится близкой, а влияние МП на точность измерения частоты и времени прихода оказывается практически одинаковым.

Преобразуем (8) для медленных и быстрых МП. При медленных МП выражения в квадратных скобках можно разложить в окрестностях точки $\Omega = 0$ в степенной ряд. Ограничимся двумя членами этого разложения. После преобразований, аналогичных преобразованиям, проведенным при определении дисперсии ошибок измерения частоты при медленных МП, получим

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \Omega^2} \left\{ 1 - \frac{q^2 B_V''(0)}{8\Omega^2} (1 + 4[\gamma'(0)]^2) + \right. \\ \left. + \frac{q^2 D_V''(0)}{8\Omega^2} (1 - 4[\gamma'(0)]^2) \right\}. \quad (10)$$

При быстрых МП полагаем спектральную плотность ФПМ постоянной на интервале, где функции $\Omega^2 G_{ор}^2(\Omega)$ и $\gamma^2(\Omega)$ существенно отличны от нуля. В этом случае в (8) появляются следующие интегралы, которые необходимо вычислить:

$$I_1 = \frac{1}{16\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{ор}^2(\Omega) d\Omega;$$

$$I_2 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma^2(\Omega) d\Omega.$$

С учетом выражения (2), определяющего функцию $G_{ор}(\Omega)$ для I_1 и I_2 имеем

$$I_1 = \frac{1}{128\pi} \operatorname{Re} \left\{ \iiint_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 U_0^2(t_1) U_0^2(t_2) [\exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} + \right. \\ \left. + \exp\{j\Omega(t_1 + t_2)\}] dt_1 dt_2 d\Omega \right\}.$$

Принимая во внимание соотношения

$$\Omega^2 \exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} = -\frac{d^2}{dt_1^2} \exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\};$$

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d^2}{dt_1^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} d\Omega = \frac{d^2}{dt_1^2} \delta(t_1 - t_2);$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \frac{d^2}{dt^2} \delta(t) dt = \frac{d^2}{dt^2} f(t)|_{t=0},$$

для сигналов с четными огибающими получим

$$I_1 = -\frac{1}{32} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) [U_0^2(t)]'' dt.$$

Учитывая (7), для I_2 получим

$$I_2 = \frac{1}{32\pi} \operatorname{Re} \iiint_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t_1) U_0^2(t_2) \Phi'(t_1) \Phi'(t_2) \times \\ \times [\exp\{j\Omega(t_1 - t_2)\} - \exp\{j\Omega(t_1 + t_2)\}] dt_1 dt_2 d\Omega.$$

Для сигналов с четными огибающими, у которых $\Phi(t) = \Phi(-t)$ и $\Phi'(t) = -\Phi'(-t)$, из последнего выражения следует

$$I_2 = \frac{1}{8} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^4(t) [\Phi'(t)]^2 dt.$$

Подставляя I_1 и I_2 в выражение (8), в случае быстрых МП получим следующее выражение для дисперсии ошибок измерения времени прихода:

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{\alpha_0^2 q^2 \Omega^2} \left\{ 1 + \frac{q^2 G_V(0)}{8\Omega^2} \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) (U_0^2(t) [\Phi'(t)]^2 - \right. \\ \left. - \frac{1}{4} [U_0(t)]''') dt + \frac{q^2 G_D(0)}{8\Omega^2} \times \right. \\ \left. \times \int_{-\infty}^{\infty} U_0^2(t) (U_0^2(t) [\Phi'(t)]^2 + \frac{1}{4} [U_0(t)]''') dt. \right. \quad (11)$$

Приближенные формулы (10), (11) для дисперсии ошибок измерения времени прихода включают простейшие характеристики МП – вторые производные корреляционных функций $B_V(\tau)$, $G_V(\tau)$ при $\tau = 0$, пропорциональные ширине спектра ФПМ, и спектральные плотности ФПМ на нулевой частоте: $G_V(0)$ и $G_D(0)$. Вместе с тем, во многих практических случаях они позволяют для каждого конкретного сигнала просто оценить степень влияния МП на точность измерения времени запаздывания. Рассмотрим конкретные примеры.

Количественная оценка точности измерения частоты и времени прихода при малых чисто фазовых искажениях принимаемых сигналов. Считаем, что фазовые искажения нормальным случайным процессом с нулевым средним и функцией корреляции $B_\varphi = \sigma_\varphi^2 r_\varphi(\tau)$, где $r_\varphi(\tau)$ – коэффициент корреляции.

Спектральные характеристики ФПМ $G_V(\Omega)$ и $G_D(\Omega)$ являются преобразованиями Фурье от соответствующих корреляционных функций $B_V(\tau)$, $G_V(\tau)$:

$$B_V(\tau) = \theta_2^\varphi(1, -1) - |\theta_1^\varphi(1)|^2 \approx \sigma_\varphi^2(1 - \sigma_\varphi^2) r_\varphi(\tau) + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^4 r_\varphi(\tau);$$

$$G_V(\tau) \approx -\sigma_\varphi^2(1 - \sigma_\varphi^2) r_\varphi(\tau) + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^4 r_\varphi(\tau), \quad (12)$$

$$\alpha_0^2 \approx 1 - \sigma_\varphi^2 + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^4,$$

$\theta_2^\varphi(1, -1)$, $\theta_1^\varphi(1)$ – соответственно, двумерная и одномерная характеристическая функция изменений фазы $\varphi(t)$; σ_φ^2 – дисперсия фазы.

Дисперсия измерения частоты и времени прихода радиоимпульса с колоколообразной огибающей и постоянной частотой заполнения. Принимаемый радиоимпульс с комплексной огибающей

$$\dot{U}(t) = \exp\left[-\frac{\pi}{T^2} t^2 + j\omega t\right]$$

считается целиком лежащим внутри интервала наблюдения, тогда при соответствующем выборе начала отсчета имеем

$$W(\omega, \Omega) = \sqrt{E} \exp \left[-\frac{(\omega - \Omega)^2 T^2}{8\pi} \right];$$

$$\beta(\omega, \Omega) = 0; 2E = \frac{T}{\sqrt{2}}; \quad (13)$$

$$W(\tau, \Omega) = \sqrt{E} \exp \left[-\frac{\pi\tau^2}{T^2} - \frac{\Omega^2 T^2}{8\pi} \right]; \beta(\tau, \Omega) = -\frac{\Omega\tau}{2}.$$

Из (13) видно, что при оценке времени прихода колоколообразного радиоимпульса $W(\omega, \Omega) = p(\tau)r(\Omega)$, то есть для определения дисперсии ошибок в данном случае можно использовать простую формулу (21) [1].

Подставляя (13) в (9), имеем

$$\sigma_{\omega.a}^2 = \frac{4\pi}{\alpha_0^2 T^2 q^2}; \sigma_{\omega.a}^2 = \frac{1}{4\pi\alpha_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{\Sigma}(\Omega) \exp \left\{ -\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi} \right\} d\Omega, \quad (14)$$

$$\sigma_{\tau.a}^2 = \frac{T^2}{\pi\alpha_0^2 q^2}; \sigma_{\tau.a}^2 = \frac{T^4}{16\pi^2\alpha_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_p(\Omega) \exp \left\{ -\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi} \right\} d\Omega,$$

где

$$q^2 = T/N_0\sqrt{2}; G_{\Sigma}(\Omega) = G_V(\Omega) + G_D(\Omega); G_p(\Omega) = G_V(\Omega) - G_D(\Omega).$$

С учетом (12)

$$G_{\Sigma}(\Omega) \approx \sigma_{\varphi}^4 G_{\varphi^2}(\Omega); G_p(\Omega) = 2\sigma_{\varphi}^2(1 - \sigma_{\varphi}^2)G_{\varphi}(\Omega), \quad (15)$$

где $G_{\varphi}(\Omega)$, $G_{\varphi^2}(\Omega)$ – преобразования Фурье от, соответственно, $r_{\varphi}(\tau)$, $r_{\varphi^2}(\tau)$.

Подставляя (15) в (14), окончательно, для случая малых фазовых искажений сигнала, имеем

$$\sigma_{\omega}^2 = \sigma_{\omega.a}^2 + \sigma_{\omega.m}^2 = \frac{\sigma_{\omega.0}^2}{\alpha_0^2} \left[1 + \frac{T^2 q^2 \sigma_{\varphi}^4}{16\pi^2} \times \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{\varphi^2}(\Omega) \exp \left\{ -\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi} \right\} d\Omega \right] = \sigma_{\omega.0}^2 \eta_{\omega.m}; \quad (16)$$

$$\sigma_{\tau}^2 = \sigma_{\tau.a}^2 + \sigma_{\tau.m}^2 = \frac{\sigma_{\tau.0}^2}{\alpha_0^2} \left[1 + \frac{T^2 q^2 \sigma_{\varphi}^2}{8\pi^2} (1 - \sigma_{\varphi}^2) \times \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_{\varphi}(\Omega) \exp \left\{ -\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi} \right\} d\Omega \right] = \sigma_{\tau.0}^2 \eta_{\tau.m}. \quad (17)$$

Коэффициенты $\eta_{\omega.m}$ и $\eta_{\tau.m}$ всегда больше единицы, они показывают, во сколько раз увеличилась дисперсия ошибок измерения за счет действия МП по сравнению со случаем их отсутствия.

Пусть коэффициент корреляции фазовых искажений имеет колоколообразную форму $r_{\varphi}(\tau) = \exp\{-\mu^2\tau^2\}$, тогда

$$G_{\varphi}(\Omega) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega_{\varphi}} \exp \left\{ -\frac{\pi\Omega^2}{\Delta\Omega_{\varphi}^2} \right\}, \quad (53)$$

$$G_{\varphi^2}(\Omega) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega_{\varphi}\sqrt{2}} \exp \left\{ -\frac{\pi\Omega^2}{2\Delta\Omega_{\varphi}^2} \right\},$$

где $\Delta\Omega_{\varphi}$ – эквивалентная ширина энергетического спектра $\varphi(t)$.

С учетом (13), (16), (17) имеем следующие выражения для коэффициентов $\eta_{\omega.m}$, $\eta_{\tau.m}$:

$$\eta_{\omega.m} = \left(1 - \sigma_{\varphi}^2 + \frac{1}{2}\sigma_{\varphi}^4 \right)^{-1} \left[1 + \frac{\sigma_{\varphi}^4 \xi_{\varphi}^4 q^2}{2(2\xi_{\varphi}^2 + 1)^{3/2}} \right], \quad (18)$$

$$\eta_{\tau,м} = \left(1 - \sigma_{\varphi}^2 + \frac{1}{2}\sigma_{\varphi}^4\right)^{-1} \left[1 + \frac{1}{2}\sigma_{\varphi}^2(1 - \sigma_{\varphi}^2) \frac{\xi_{\varphi}^2 q^2}{(1 + \xi_{\varphi}^2)^{3/2}}\right],$$

где $\xi_{\varphi} = T\Delta\Omega_{\varphi}/2\pi$.

Ухудшение точности измерения частоты и времени прихода, коэффициенты $\eta_{\omega,м}$ и $\eta_{\tau,м}$, при прочих равных условиях оказывается максимальным, если $\xi_{\varphi} = 1$, $\xi_{\varphi} = \sqrt{2}$ соответственно.

Подставляя указанные значения параметра ξ_{φ} в (18), получим

$$\eta_{\omega,м,макс} = \left(1 - \sigma_{\varphi}^2 + \frac{1}{2}\sigma_{\varphi}^4\right)^{-1} (1 + 0,096q^2\sigma_{\varphi}^4),$$

$$\eta_{\tau,м,макс} = \left(1 - \sigma_{\varphi}^2 + \frac{1}{2}\sigma_{\varphi}^4\right)^{-1} [1 + 0,19\sigma_{\varphi}^2(1 - \sigma_{\varphi}^2)q^2]. \quad (19)$$

Введенное выше условие применимости полученных результатов (26) [1] для МП в рассматриваемом примере при

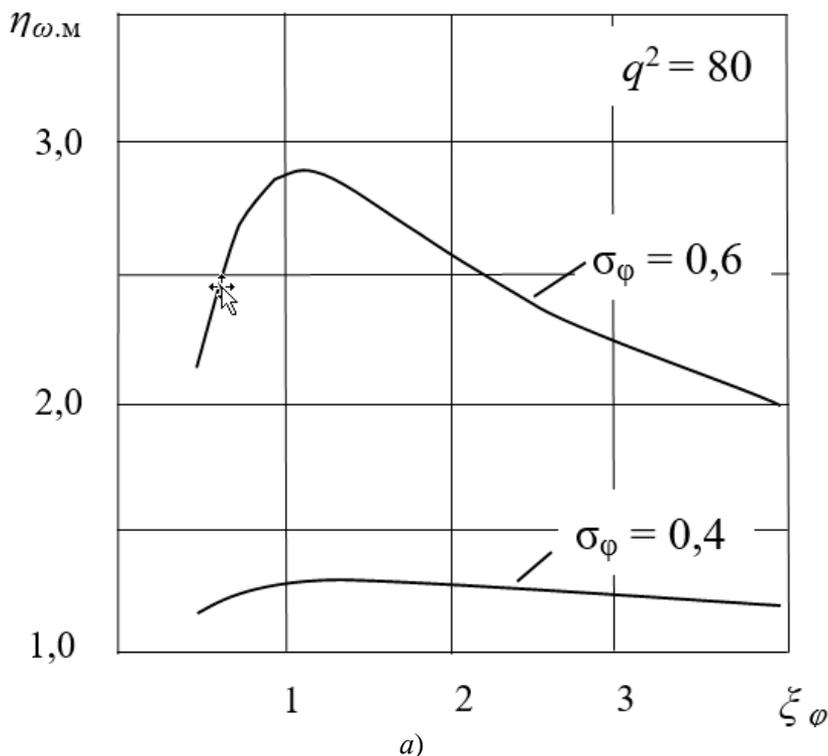
$\alpha_0^2 \gg 1/q^2$ имеет вид

$$\alpha_0^2 \gg \sigma_{\varphi}^4 \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi}\right\} G_{\varphi^2}(\Omega) d\Omega, \quad (20)$$

или

$$2\sqrt{2\xi_{\varphi}^2 + 1} \gg \frac{\sigma_{\varphi}^4}{1 - \sigma_{\varphi}^2 + \frac{1}{2}\sigma_{\varphi}^4}.$$

На рисунках 1, 2 представлены зависимости $\eta_{\omega,м}(\xi_{\varphi})$, $\eta_{\tau,м}(\xi_{\varphi})$ при $\sigma_{\varphi} = \text{const}$, построенные с учетом выражения (20).



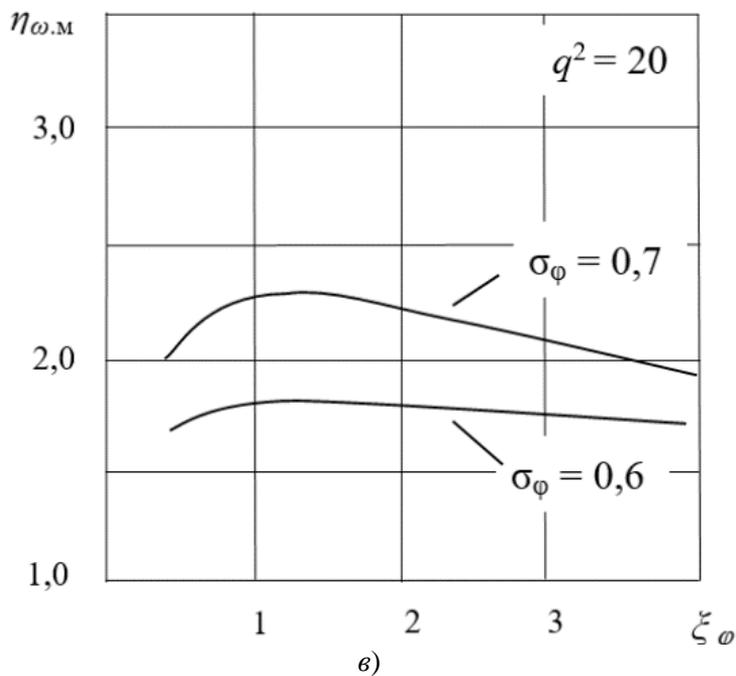
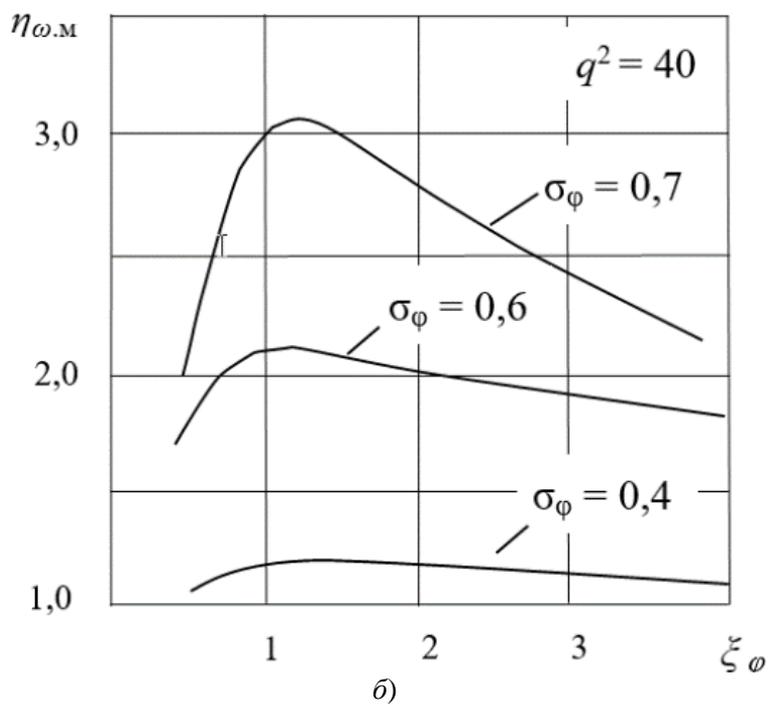
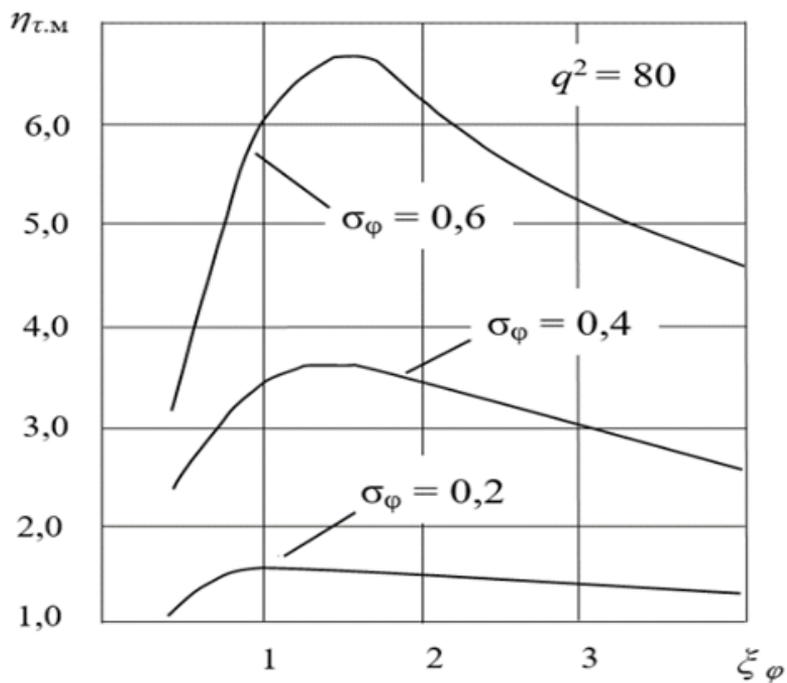
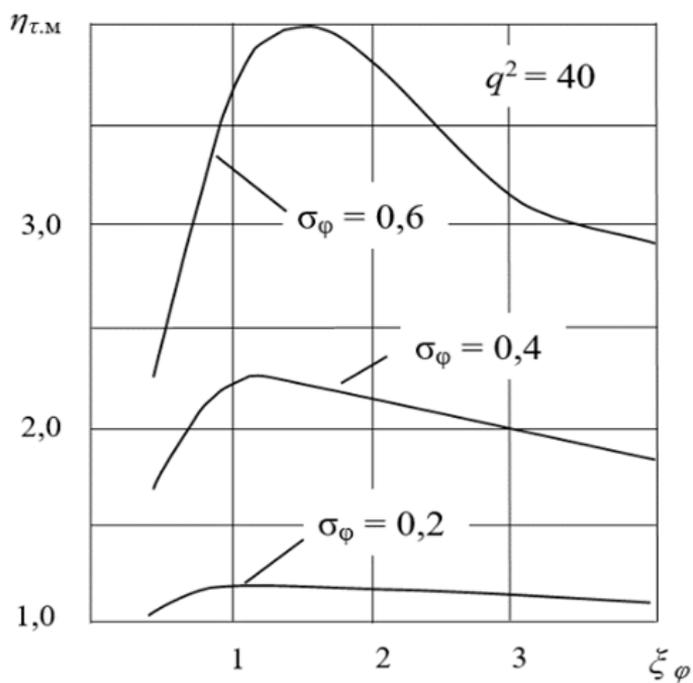


Рисунок 1 – Зависимости $\eta_{\omega,м} = f(\xi_{\omega})$, где: а – $q^2 = 80$; б – $q^2 = 40$; в – $q^2 = 20$



a)



б)

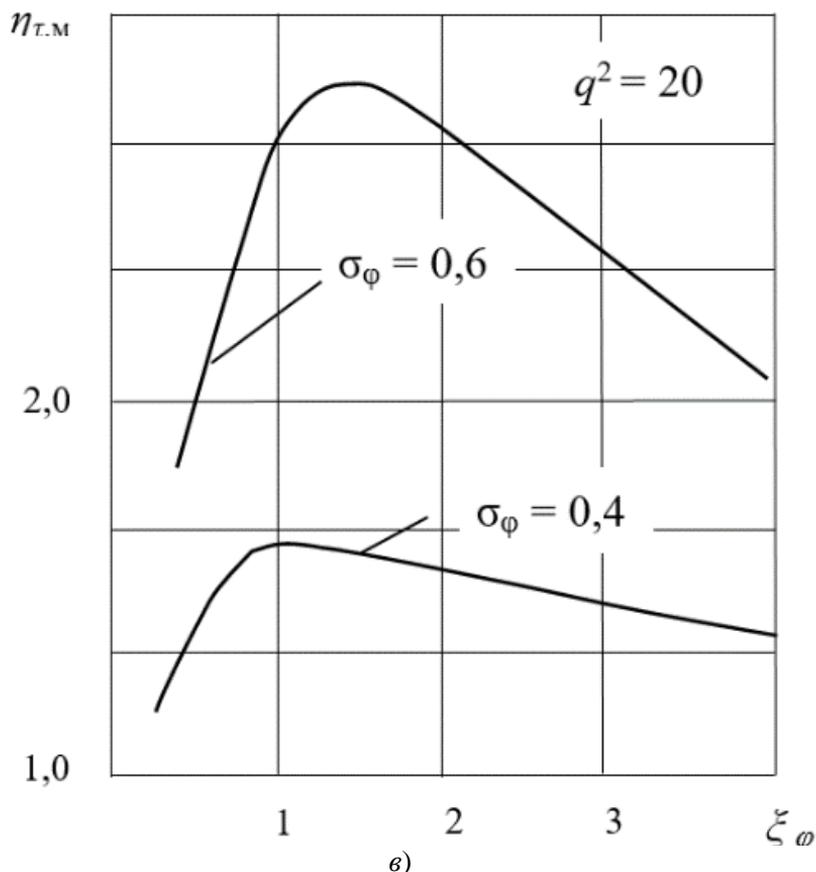


Рисунок 2 – Зависимости $\eta_{т.м} = f(\xi_\omega)$, где: $a - q^2 = 80$; $b - q^2 = 40$; $v - q^2 = 20$

Следует отметить две интересные особенности полученных результатов. Первое – малые фазовые ошибки в большей степени влияют на точность измерения времени запаздывания, чем на точность измерения частоты принимаемого сигнала. Второе – максимальные значения ошибок $\eta_{\omega.м.мах}$ и $\eta_{т.м.мах}$ достигаются при разных значениях интервала корреляции фазовых искажений.

Как уже отмечалось ранее при анализе общих выражений для σ_ω^2 и σ_t^2 (5), (8), при больших и достаточно быстрых фазовых искажениях имеет место неравенство $G_V(\Omega) \gg G_D(\Omega)$. При этом в рассматриваемом примере функции $\eta_{\omega.м}$ и $\eta_{т.м}$ совпадают, то есть сигнал, искаженный МП, становится близким к стандартному случайному процессу.

Точность измерения времени прихода частотно-модулированного радиоимпульса. При измерении времени прихода частотно-модулированного (ЧМ) радиоимпульса с колоколообразной огибающей

$$\dot{U}(t) = \exp \left\{ -\frac{\pi t^2}{T^2} - j \frac{\Delta\Omega_d}{2T} t^2 \right\},$$

где $T = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)| dt$ – эквивалентная длительность сигнала; $\Delta\Omega_d$ – де-

виация частоты за время T , входящие в выражение (8) функции имеют вид

$$q^2 = \frac{T}{N_0\sqrt{2}}; \overline{\Omega^2} = \frac{\pi(1+Q_y^2)}{T^2}; G_{ог}(\Omega) = \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{8\pi}\right\};$$

$$\gamma(\Omega) = \frac{Q_y\Omega}{2} \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{8\pi}\right\}, \quad (21)$$

где $Q_y = T\Delta\Omega_D/2\pi$ – коэффициент укорочения импульса оптимальным фильтром.

С учетом (21) дисперсия ошибок измерения времени запаздывания (8) равна

$$\sigma_{\tau, ЧМ}^2 = \frac{\sigma_{\tau, 0, ЧМ}^2}{\alpha_0^2} \left\{ 1 + \frac{q^2 T^2}{16\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_V(\Omega) \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi}\right\} d\Omega - \right.$$

$$\left. - \frac{q^2 T^2}{16\pi^2} \frac{1-Q_y^2}{1+Q_y^2} \int_{-\infty}^{\infty} \Omega^2 G_D(\Omega) \exp\left\{-\frac{\Omega^2 T^2}{4\pi}\right\} d\Omega \right\} = \sigma_{\tau, 0, ЧМ}^2 \eta_{\tau, м. ЧМ}, \quad (22)$$

где $\sigma_{\tau, 0, ЧМ}^2 = \frac{TN_0\sqrt{2}}{\pi(1+Q_y^2)}$ – дисперсия ошибок измерения в отсутствии МП.

Сравнивая (17) с (14), видим, что при $Q_y = 0$, как и следовало ожидать, выражение для дисперсии ошибок измерения времени прихода ЧМ радиоимпульса переходит в выражение для дисперсии ошибок измерения времени прихода немодулированного радиоимпульса с колоколообразной огибающей.

При $Q_y \gg 1$, что является типичным для реальных систем, в которых используются ЧМ сигналы, выражение (22) совпадает с точностью до постоянного множителя с выражением для дисперсии ошибок измерения частоты радиоимпульса с колоколообразной огибающей (14).

Соответственно в этом случае при колоколообразной корреляционной функции фазовых искажений $\eta_{\tau, м. ЧМ} = \eta_{\omega, м}$, $\eta_{\tau, м. ЧМ, max} = \eta_{\omega, м, max}$ (см. выражения (18), (19) и рисунок 2).

Совпадение выражений (22) и (10) с точностью до постоянного множителя при $Q_y \gg 1$ с физической точки зрения объясняется тем, что в функции автокорреляции ЧМ сигнала существует линейная связь между сдвигом по задержке τ и частоте Ω , так что ошибки измерения времени прихода при известной частоте пропорциональны ошибкам измерения частоты при известном времени прихода.

Выводы. Таким образом, рассмотрены и проанализированы примеры точности измерения информационного параметра сигнала в авиационных и ракетно-космических радиосистемах при наличии аддитивных и мультипликативных помех с низким уровнем.

Показано, что степень влияния мультипликативных помех на точность измерения частоты полностью определяется спектром квадрата огибающей сигнала и спектральными характеристиками функции помеховой модуляции. Причем, это влияние тем больше, чем ниже уровень аддитивных помех. Показано, что дисперсия ошибок измерения времени прихода сигнала, обусловленная наличием мультипликативных помех, зависит как от огибающей сигнала, так и от его фазовой структуры.

Получены количественные оценки точности измерения частоты и времени прихода за счет действия мультипликативных помех по сравнению со случаем их отсутствия.

Показано, что при больших и достаточно быстрых фазовых искажениях сигнал, искаженный мультипликативной помехой, становится близким к стандартному случайному процессу.

Литература

1. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Точность измерения информационного параметра сигнала в авиационных и ракетно-космических радиосистемах при наличии аддитивных и мультипликативных помех с низким уровнем // Информационно-технологический вестник. 2020. № 1. С.3-12.
2. Фалькович С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех // М: Советское радио. 1961. 310 с.
3. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов // М.: Изд-во иностранной литературы. 1963. 432 с.

УДК 629.7.036.54

Прогрев криогенного топлива при вынужденных колебаниях в баке ракетной двигательной установки

В.А. Бершадский, доктор технических наук,
профессор кафедры «Техника и технологии»,
Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области
«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область

Приведены анализ и обобщение результатов экспериментальных работ по прогреву криогенной жидкости, имитирующих условия работы системы топливоподдачи двигательной установки, которые возбуждают колебания топлива в баке. Получены эмпирические зависимости для расчётного определения интенсивности прогрева компонента топлива и деформации поля температуры в объёме бака при вынужденных низкочастотных колебаниях поверхности раздела жидкой и газовой фаз.

Криогенное топливо, вынужденные колебания, поверхность раздела фаз, амплитуда и частота колебаний, коэффициент турбулизации жидкости, интенсивность теплоотдачи.

Heating of cryogenic fuel under forced fluctuations inside tank of the rockets propulsion system

V.A. Bershadskiy, doctor of technical Sciences, Professor at Department,
State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region

The analysis and generalization of the results of experimental work on the heating of cryogenic liquid are expound, simulating the operating conditions of the fuel supply system of the propulsion system, which forced fluctuations of fuel in the tank. The empirical dependences for the calculated determination of the intensity of heating of the fuel component and the deformation of the temperature field in the tank volume are obtained on the forced low-frequency fluctuations of the liquid and gas phase interface.

Cryogenic fuel, forced fluctuations, phase interface, amplitude and frequency of fluctuations, coefficient turbulence of liquid, intensity of heat transfer.

Подвижность криогенных компонентов топлива (КТ) в результате изменения направления действующих сил на двигательную установку (ДУ) ракетного

летательного аппарата приводит к возникновению колебаний поверхности раздела жидкой и газовой фаз в топливных баках. Это обуславливает интенсификацию процесса прогрева КТ в баках системы топливоподдачи ракетной ДУ и рост температуры рабочего тела. Рост температуры выше допустимого значения оказывает отрицательное влияние на функционирование топливных насосов и охлаждение камеры сгорания двигателя, а также способствует потере массы рабочего тела из-за испарения.

В создаваемых ракетных системах топливоподдачи не предусматривается регулирование температуры рабочего тела в период времени полётной эксплуатации ДУ. Это обуславливает необходимость расчётного прогнозирования прогрева КТ в баках до начала предстартовой и полётной эксплуатации ДУ на основе результатов специальных экспериментальных исследований.

Примером могут служить ряд экспериментальных работ, проводившихся при участии автора настоящей статьи в Научно-испытательном центре ракетной промышленности (НИЦ РКП) на экспериментальной установке (ЭУ) с имитацией режимов эксплуатации систем топливоподдачи ДУ,

Экспериментальная установка имела объём бака $9,6 \text{ м}^3$ и являлась крупномасштабной моделью натурной конструкции. Эксперименты проводились с применением криогенного компонента топлива – жидкого водорода. Частично результаты этих экспериментов ранее были изложены в работах [1-3]. В настоящей статье приведены обобщения полученных результатов по интенсивности прогрева КТ в топливном баке.

Особенности и результаты экспериментальных исследований

Применительно к режимам работы системы топливоподдачи экспериментальные работы проводились на двух ЭУ, различных по объёму баков, которые заправлялись соответственно водой и криогенным компонентом. Испытания осуществлялись при гармонических качаниях бака относительно вертикальной оси с амплитудой A_6 в пределах ± 1 градус с частотой $f_6 < 1$ Гц.

На первой ЭУ с маломасштабной цилиндрической прозрачной моделью бака, заполненной водой, предварительно изучалась гидродинамика происходящих явлений. В результате проведенных экспериментов были получены:

- представления о значениях частоты колебаний – $f_{ж} = f_6$, при которых реализуются линейная и не линейная форма изменений поверхности раздела жидкой и газовой фаз, а также было определено значение f_6 , при которой имеют место резонансные колебания жидкости – f_p ,
- эмпирическая зависимость для определения амплитуды колебаний жидкости – $A_{ж}$ в зависимости от амплитуды качаний бака – A_6 при допущении, что $f_{ж} = f_6$:

$$A_{ж} = k \cdot A_6 \cdot f_6 / (f_p^2 - f_6^2), \quad (1)$$

где – A_6 и f_6 – измеренные в экспериментах значения амплитуды и частоты качаний бака, f_p – резонансная частота колебаний жидкости и k – эмпирический коэффициент при проводимых экспериментах.

На второй ЭУ с крупномасштабной моделью бака объёмом $9,6 \text{ м}^3$, заполненной криогенным компонентом, изучались механизм и интенсивность прогре-

ва КТ. Схема качаний бака в составе ЭУ показана на рисунке 1.

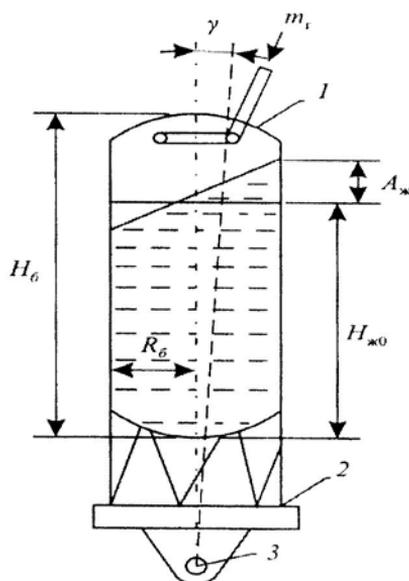


Рисунок 1 – Схема качаний бака в составе стендовой экспериментальной установки: 1 – бак с криогенным КТ; 2 – подвижная платформа; 3 – ось качания; $A_{ж}$ – амплитуда колебаний поверхности жидкости; γ – угол качания бака; $H_{ж0}$ – начальный уровень жидкости; H_b – высота бака; m_g – расход газа наддува

Бак установки с КТ имел наружную экранно-вакуумную теплоизоляцию, а внутри него осуществлялись измерения следующих параметров: уровень жидкости, температура жидкости в 16 точках, давление газа наддува, температура газа в 18 точках, температура стенки бака 12 точках. Точки расстановки датчиков температуры располагались в соответствии с направлением вертикальной оси бака на одинаковом расстоянии друг от друга.

В ходе экспериментов технологические операции производились в такой последовательности: заправка бака и вывод конструкции на стационарный тепловой режим, наддув бака и осуществление гармонических угловых качаний бака с заданной частотой, а затем слив КТ из бака.

При этом на каждом эксперименте поддерживали постоянными значения: частоты $f_{ж}$ и амплитуды $A_{жс}$ колебаний жидкости; давления в баке $p_б$ путём наддува его газообразным одноимённым с жидкостью рабочим телом при подаче газа в сторону верхнего днища бака; температуры газа наддува T_r на входе в бак; расхода жидкости при сливе из бака. Эксперименты проводились в следующих диапазонах изменений режимных параметров на жидком водороде: при начальной температуре жидкости в баке $T_{ж0} = 18 \div 22 \text{ K}$; $f_{ж} = 0 \div 0,65 \text{ Гц}$; $A_{жс} = 0 \div 0,9 \text{ м}$; $f_p = 0,7 \text{ Гц}$; $p_б = 0,1 \div 0,4 \text{ МПа}$; $T_r = 273 \pm 15 \text{ K}$.

В общем случае, прогрев КТ в баке является результатом аддитивного теплопритока через смоченную жидкостью поверхность стенок бака и через поверхность раздела жидкой и газовой фаз [4]. Поэтому суммарный теплоприток,

отнесённый к невозмущённой поверхности теплообмена, может быть представлен в виде $q_{ж} = q_{мф} + q_{см}$, где $q_{мф}$ и $q_{см}$ – соответственно теплоприток через межфазную и смоченную поверхность.

Величина теплопритока $q_{мф}$, отнесённого к невозмущённой поверхности раздела фаз, при различных экспериментах на ЭУ составляла от 0,3 до 8 кВт/м², а через смоченную поверхность 0,04 кВт/м², что позволило пренебречь влиянием $q_{см}$ на прогрев жидкого КТ в баке ЭУ. Величину $q_{см}$ определяли после заправки бака КТ и вывода конструкции на стационарный режим работы по изменению массы жидкости в баке за контрольный промежуток времени. Величину $q_{мф}$ рассчитывали по определённому экспериментально изменению теплосодержания верхнего слоя жидкости за время проведения качания бака при каждом значении A_{δ} и $f_{\delta} = \text{const}$.

На рисунке 2 приведены результаты измерений температуры верхнего слоя жидкости в баке ЭУ при линейных и нелинейных колебаниях поверхности жидкости. В области значений $f_{ж} \leq 0,35$ Гц реализовывались линейные колебания с гладкой поверхностью жидкости (без разрывов межфазной поверхности). В области $f_{ж} \geq 0,4$ Гц имели место нелинейные колебания с заплёскиванием жидкости до верхнего днища бака и появлением капель жидкости в газовом объёме бака.

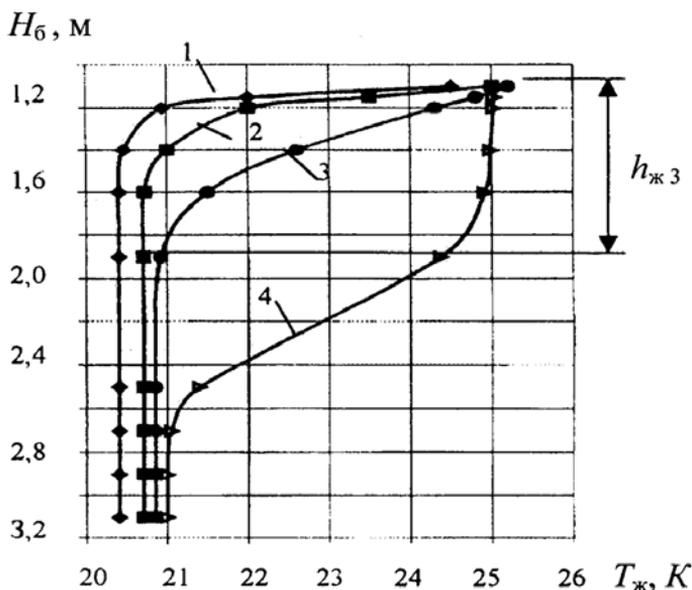


Рисунок 2 – Влияние режимов колебаний межфазной поверхности на глубину прогрева жидкого водорода:

1-3 – линейные колебания, 3-4 – нелинейные колебания, H_{δ} – расположение датчиков температуры жидкости на расстоянии от верхнего днища бака, $h_{ж3}$ – глубина прогрева жидкости, соответствующая температурному расслоению 3

По результатам экспериментальных исследований на ЭУ с баком, заполненным КТ было установлено, что при низкочастотных колебаниях межфазной

поверхности в области значений частоты колебаний до первого резонанса f_p :

- прогрев верхнего слоя объема жидкости в баке реализуется за счёт конденсации газа наддува и контактного взаимодействия жидкости со стенкой бака в газовом объеме бака;

- глубина прогрева жидкости и характер распределения температуры в верхнем слое зависит от амплитуды и частоты колебаний межфазной поверхности, что иллюстрирует рисунок 2;

- интенсивность передачи тепла в жидкость определяет величина эффективного коэффициента теплопроводности верхнего слоя $a_3 = \varepsilon_k a_{ж}$, где $a_{ж}$ – коэффициент молекулярной теплопроводности, ε_k – коэффициент турбулизации верхнего слоя жидкости при колебаниях. Эмпирическая зависимость ε_k от режимов имитируемых колебаний КТ по результатам экспериментов была представлена в виде:

$$\varepsilon_k = 0,353 \cdot (A_{жс}^2 \cdot f_{жс} / a_{ж})^{0,725}. \quad (2)$$

Зависимость (2) получена при значениях $A_{жс}^2 f_{жс} / a_{ж} = 70 \div 40 \cdot 10^6$. При этом экспериментальное значение ε_k определяли по измеренным значениям температуры верхнего слоя жидкости из решения обратной задачи теплопроводности в области значений критерия Фурье $Fo \geq 6,8 \cdot 10^{-5}$ в квазистационарном приближении.

Согласно данным работы [5] в условиях относительного покоя криогенной жидкости при естественной конвекции величина $\varepsilon \leq 10$. В результате проведенных экспериментов установлено, что при линейных и нелинейных колебаниях межфазной поверхности жидкости величина ε_k в 10^2 - 10^4 раз превышает значения, характерные для естественной конвекции ε в объеме жидкости.

На основе данных, приведенных в работе [3], можно утверждать, что зависимость (2) позволяет рассчитывать изменения температуры верхнего слоя КТ в баке в условиях эксплуатации ДУ с возникновением колебаний межфазной поверхности. Например, при создании кислородно-водородных ДУ центрального блока ракеты-носителя «Энергия» и разгонного блока 12КРБ ракеты-носителя «GSLV» они использовались для оценки максимального прогрева КТ на входе в насосы двигателей [2].

К необходимости решения подобных задач пришли также в NASA (США) при разработке программы национального аэрокосмического самолета (NASP). Для прогнозирования безопасной и надежной эксплуатации самолета с применением жидкого водорода в NASA проведены исследования [8] плесканий топлива в баке малого масштаба (объемом $1,75 \text{ м}^3$). Получены экспериментальные данные по изменениям температуры жидкости, которые подтверждают полученные нами на ЭУ данные по характеру влияния колебаний межфазной поверхности на процесс тепломассообмена в баке.

Обобщение и обсуждение результатов исследований

Анализ результатов экспериментальных исследований по прогреву криогенных КТ при колебаниях межфазной поверхности показал, что процесс прогрева можно рассматривать в квазистационарном приближении, допуская, что a_3 не зависит от продолжительности колебаний и расстояния от поверхности раздела фаз [1,3]. В соответствии с этим положением процесс прогрева в каждом из

проводившихся экспериментов можно представить в виде трёх характерных интервалов времени:

- в первом интервале, отсчитываемом от начала колебаний, прогрев жидкости происходит на максимальную глубину за счёт интенсивной конденсации газа;

- во втором интервале прогрев жидкости происходит за счёт наполнения профиля кривой температурного расслоения с преобладанием конденсации газа над испарением части жидкости;

- в третьем интервале прогрев верхнего слоя в объёме жидкости близок к температуре насыщения, соответствующей давлению газа в баке, и превалирует испарение жидкости.

Обобщение результатов исследований производилось применительно к первым двум интервалам времени с использованием безразмерных критериев. При этом учитывались известные из работы [6] критерии, которые определяют гидравлические характеристики при колебаниях жидкости в баке, и положения полуэмпирической теории турбулентности, изложенные в работе [7].

Результаты исследований по изучению изменений теплосодержания верхнего слоя криогенной жидкости при низкочастотных колебаниях межфазной поверхности КТ в баке были обобщены в виде эмпирической зависимости:

$$Nu_k / Nu = c \cdot Pe_m^n \quad (3)$$

где Nu_k и Nu – значения безразмерных коэффициентов теплоотдачи в жидкость при вынужденных колебаниях ее межфазной поверхности и при естественной конвекции без колебаний; $Nu_k = q \cdot R_6 / \lambda_{ж} \cdot (T_s - T_{ж0})$; Nu – зависит от критерия Релея и соответствует значению $Ra_{ж} \approx 10^{14}$; q – теплосодержание верхнего слоя жидкости, отнесенная к межфазной поверхности жидкости, R_6 – радиус бака, $\lambda_{ж}$ – коэффициент теплопроводности жидкости, T_s – температура жидкости, соответствующая состоянию насыщения при давлении в баке, $T_{ж0}$ – начальное значение температуры жидкости в баке; $Pe_m = A_{ж} \cdot f_{ж} \cdot R_6 / a_{ж}$ – модифицированный критерий Пекле, $A_{ж}$ и $f_{ж}$ – амплитуда и частота колебаний жидкости, $a_{ж}$ – коэффициент температуропроводности жидкости; c и n – числовые значения коэффициентов, которые характеризуют форму колебаний и приведены в виде таблицы 1, в которой безразмерное время определяет критерий Фурье – $Fo = a_{ж} \cdot \tau_k / R_6^2$

Таблица 1 – Полученные числовые значения коэффициентов

Fo · 10 ⁵	Линейные колебания		Нелинейные колебания	
	c	n	c	n
≤1,5	2,5647	0,0509	0,0003	0,6325
>1,5	0,0691	0,2886	0,0004	0,7443

На рисунке 3 приведена графическая интерпретация зависимости (3) в случаях прогрева при линейных и нелинейных колебаниях для моментов времени реализации процесса до и после получения максимальной глубины прогрева в диапазоне значений $Fo \leq 1,5 \cdot 10^{-5} < Fo$. Зависимость (3) справедлива для области значений $Nu_k / Nu_e = 1 - 30$ при $Pe_m = 10^4 - 2 \cdot 10^6$ и $Fo \leq 8,3 \cdot 10^{-5}$.

Интенсивность прогрева на 1-м из указанных выше интервалов времени ($Fo \leq 1,5 \cdot 10^{-5}$) соответствуют линии 1 на рисунке 3, а на 2-ом интервале времени ($Fo = 1,5 \cdot 10^{-5} \dots 8,3 \cdot 10^{-5}$) соответствуют линии 2.

Полученная эмпирическая зависимость (3) не учитывает особенности теплового процесса, охватывающего 3-ий условно обозначенный выше интервал времени, который связан с длительными колебаниями межфазной поверхности. Однако следует обратить внимание на то, что реализация испарения КТ на третьем интервале колебаний поверхности жидкости может быть использована на практике для поддержания необходимой величины давления в топливном баке.

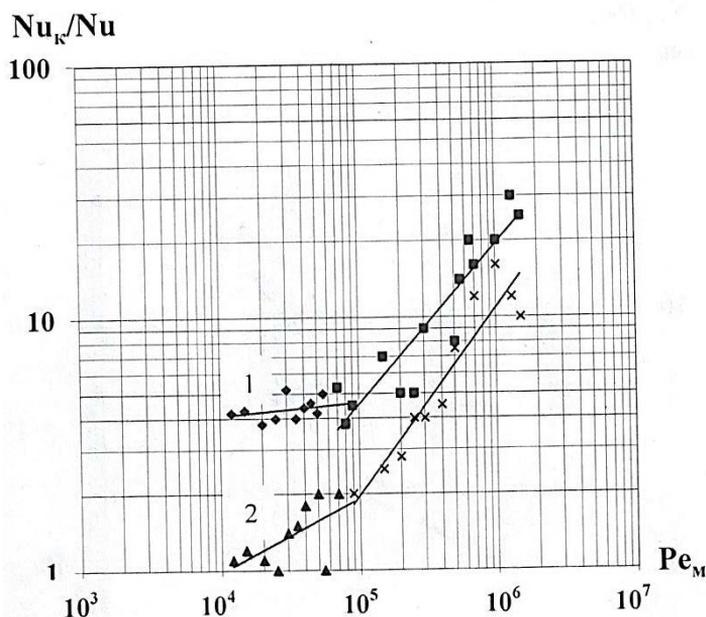


Рисунок 3 – Результаты обобщения экспериментальных данных по интенсивности теплоотдачи в жидкость при линейных и нелинейных низкочастотных колебаниях ее межфазной поверхности в баке: \diamond, \blacktriangle - линейные колебания; \blacksquare, \times – нелинейные колебания

Из рисунка 3 можно установить, что при линейных колебаниях коэффициент конвективной теплоотдачи в жидкость слабо зависит от частоты и амплитуды колебаний, а интенсивность теплоотдачи через межфазную поверхность в 1,2-4,5 раза выше, чем теплоотдача в случае свободной конвекции, а при нелинейных колебаниях теплоотдача – в 2-30 раз выше.

Заключение

На крупномасштабной модели бака проведены исследования прогрева криогенного топлива в условиях относительного покоя жидкости в баке при режимах предстартовой и полётной эксплуатации двигательной установки. Имитация указанных режимов осуществлялась в результате гармонических качаний бака относительно вертикальной оси. Это приводило к интенсификации

теплообмена из-за возникновения линейных и нелинейных колебаний поверхности раздела жидкой и газовой фаз в баке.

В результате обобщения экспериментальных данных получены в безразмерном виде эмпирические зависимости для определения:

- коэффициента турбулизации верхнего слоя объёма жидкости в зависимости от амплитуды и частоты колебаний межфазной поверхности с целью расчётного определения эффективного коэффициента температуропроводности компонента топлива;

- коэффициента теплопередачи в жидкость, характеризующего интенсивность прогрева компонента топлива при линейных и нелинейных колебаниях поверхности раздела фаз (по сравнению с прогревом при естественной конвекции).

Полученные зависимости предназначены для использования на практике для оценки изменений поля температуры в объёме компонента топлива и интенсивности его прогрева в баке при расчётах величины допустимой температуры на входе в насосы кислородно-водородных двигательных установок.

Приведенные данные по интенсивности тепломассообмена при колебаниях межфазной поверхности КТ, полученные на ЭУ, позволяют решать ряд важных технических вопросов в части обеспечения надёжной и безопасной эксплуатации ДУ.

Литература

1. Бершадский В.А. Обобщение экспериментальных данных по конвективному теплообмену в баке с криогенным топливом при вынужденных колебаниях поверхности жидкости, имитирующих условия работы ДУ: научн. технич. сборник РКТ // М: ЦНТИ «Поиск». 1993. Выпуск 1. С.3-20.
2. Бершадский В.А. Испытания с имитацией эксплуатационных условий подачи криогенных компонентов топлива при отработке ракетных двигательных установок: диссертация...доктора технических наук: 05.07.05 // НИИХМ. Сергеев Посад. 2001. 256 с.
3. Бершадский В.А., Петров В.И. Влияние вынужденных колебаний жидкого водорода на теплообмен в топливном баке // Космонавтика и ракетостроение. 2013. № 3(72). С.87-92.
4. Кириченко Ю.А. К расчёту температурного расслоения заполненных жидкостью замкнутых ёмкостей при постоянной плотности теплового потока на оболочке // Инженерно-физический журнал. 1978. Том 34. С. 5-12.
5. Филин Н.В., Буланов А.Г. Жидкостные криогенные системы // М: Машиностроение. 1985. 245 с.
6. Микишев Г.Н. Экспериментальные методы в динамике космических аппаратов // М: Машиностроение. 1978. 277 с.
7. Прандтль Л. Гидроаэромеханика // М: Иностранная литература. 1951. 574 с.
8. Matthew M.E. Experimental result of hydrogen slosh in F62 cubic foot tank / Matthew M.E. Nancy B.T. and other // AIAA. 1994. 3259. P.17-38.

УДК 681.121 (088.8)

Турбинный расходомер с повышенной метрологической надежностью

А.В. Гладков, инженер 2 категории,
АО «Научно-производственное объединение измерительной техники»,
г. Королев, Московская область

Рассматривается турбинный расходомер применяющийся в качестве элемента бортовой системы управления объектов космической, авиационной, судовой техники для контроля расхода рабочих жидкостей, в котором преобразование частоты в напряжение осуществляется путем сглаживания импульсов с постоянной вольт-секундной площадью, формируемых из сигнала магнитоиндукционного преобразователя. Величина площади задается с помощью генератора с кварцевой стабилизацией частоты и прецизионного стабилитрона. Показывается, что функция преобразования расходомера остается неизменной в течение всего срока эксплуатации. Описывается встроенная схема самодиагностики, обеспечивающая автоматизированную проверку метрологической исправности расходомера в процессе эксплуатации.

Турбинный расходомер, функция преобразования, вольт-секундная площадь импульса, самодиагностика.

Turbine flow meter with increased metrological reliability

A.V. Gladkov, engineer of the 2-nd category,
JSC «Scientific and Production Association of Measuring Techniques»,
Korolev, Moscow region

The article considers a turbine flow meter used as an element of the on-board control system of objects of space, aviation, ship equipment to control the flow of working fluids, in which the conversion of frequency into voltage is carried out by smoothing pulses with a constant volt-second area formed from the signal of a magnetic induction converter. The size of the area is set using a crystal oscillator with frequency stabilization and a precision zener diode. It is shown that the conversion function of the flow meter remains unchanged throughout the life of the meter. A built-in self-diagnosis circuit is described, which provides an automated check of the metrological serviceability of the flow meter during operation.

Turbine flow meter, conversion function, the volt-second area of the pulse, the self-diagnosis.

Турбинные расходомеры широко применяются в качестве элементов бортовых систем управления (СУ) объектов космической, авиационной, судовой техники для контроля расхода рабочих жидкостей. К расходомеру СУ предъявляются следующие требования:

- высокая точность;
 - высокое быстродействие;
 - повышенная метрологическая надежность, обеспечиваемая, в том числе, горячим резервированием каналов измерений;
 - стойкость к воздействию механических и климатических факторов;
 - стойкость к воздействию электромагнитных полей, создаваемых электрооборудованием СУ;
 - большой срок службы при невозможности технического обслуживания и поверки, обеспечиваемый высокой долговременной стабильностью метрологических характеристик;
 - наличие встроеной схемы самодиагностики, обеспечивающей по команде СУ проверку метрологической пригодности в процессе эксплуатации.
- Основные достоинства турбинного расходомера [1]:
- высокая линейность функции преобразования, при слабой зависимости от изменений вязкости;
 - малая инерционность турбины;
 - высокая долговременная стабильность характеристики турбины;
 - естественный частотный выходной сигнал преобразователя расхода.

Основную проблему при выборе схемотехнического решения турбинного расходомера представляет аппаратное решение преобразователя «частота-напряжение», которое определяет как точность преобразования, так и быстродействие. Для преобразования частоты в напряжения нами был выбран метод формирования импульса со стабильной вольт-секундной площадью (СВСП) [2]. В [3] описана реализация метода измерения частоты в турбинном расходомере, в котором для формирования СВСП используется заряд-разряд конденсатора. В [4] предложена более точная схема, в которой длительность импульса СВСП задается путем подсчета определенного числа периодов сигнала генератора с кварцевой стабилизацией частоты. Эта схема была взята за основу при разработке расходомера РЖ295 повышенной метрологической надежности для СУ и дополнена стабилизацией амплитуды импульсов СВСП с помощью прецизионного источника опорного напряжения на основе стабилитрона.

Расходомер РЖ295 с трехкратным резервированием измерительных каналов состоит из первичного тахометрического преобразователя (РТ) с тремя магнитоиндукционными преобразователями (МИП) и трехканального промежуточного измерительного преобразователя (ПИП) (рисунок 1).

Структурная схема расходомера приведена на рисунке 2, временные диаграммы, поясняющие работу расходомера, – на рисунках 3 (при низкой частоте сигнала МИП 50 Гц) и 4 (при высокой частоте сигнала 450 Гц).

Принцип действия расходомера основан на преобразовании скорости течения измеряемой среды в частоту вращения ротора РТ ω . При пересечении лопастями ротора (число лопастей – $n=10$) силовых линий магнитного поля, создаваемого магнитом МИП, в обмотке последнего формируется синусоидальный электрический сигнал, частота которого F пропорциональна объемному расходу Q :

$$F = (n \cdot \omega) / 2\pi Q \quad (1)$$

Этот сигнал поступает на вход дифференциального усилителя, который подавляет синфазную помеху и усиливает полезный сигнал (рисунки 3а, 4а). С выхода дифференциального усилителя сигнал поступает на пороговое устройство, которое состоит из усилителя и компаратора.

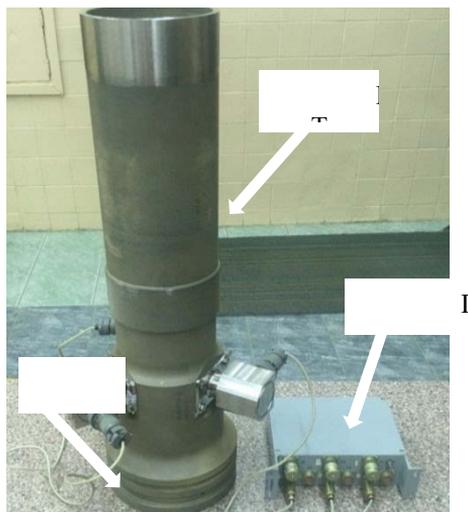


Рисунок 1 – Внешний вид расходомера РЖ295

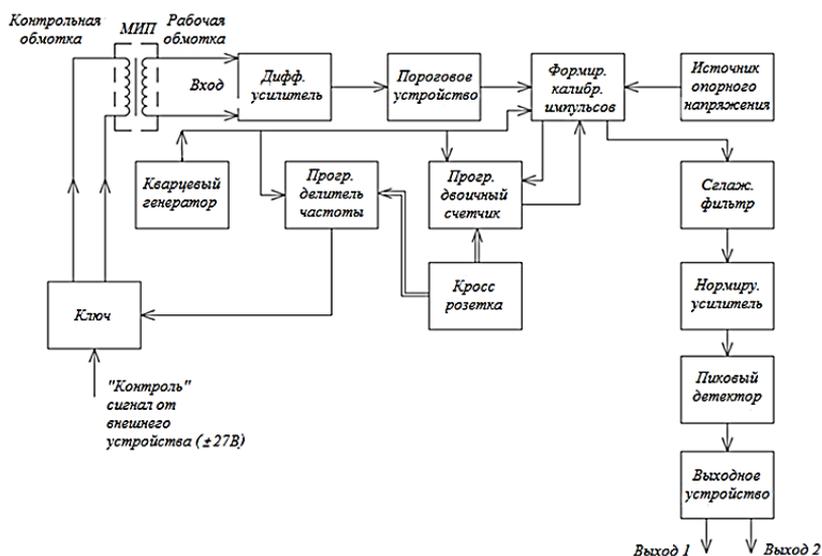


Рисунок 2 – Структурная схема расходомера РЖ295

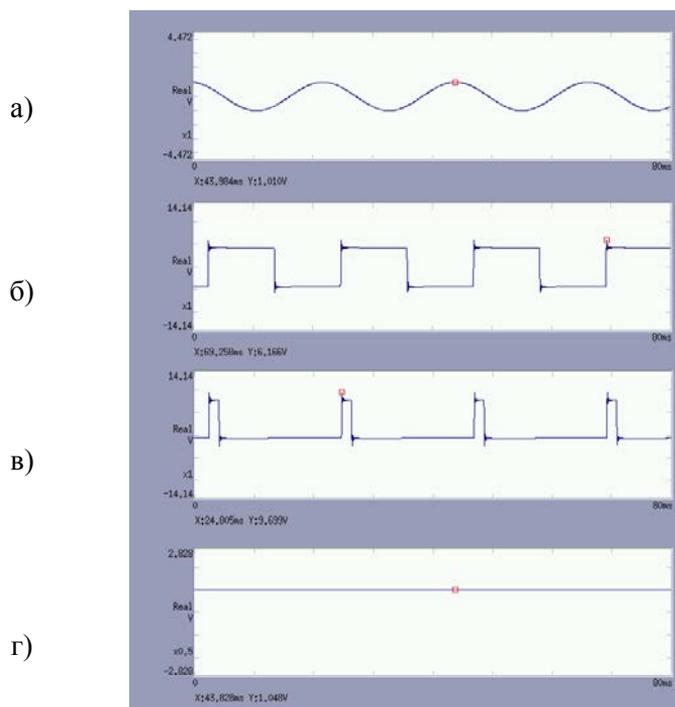


Рисунок 3 – Временные диаграммы, частота сигнала МИП – 50 Гц

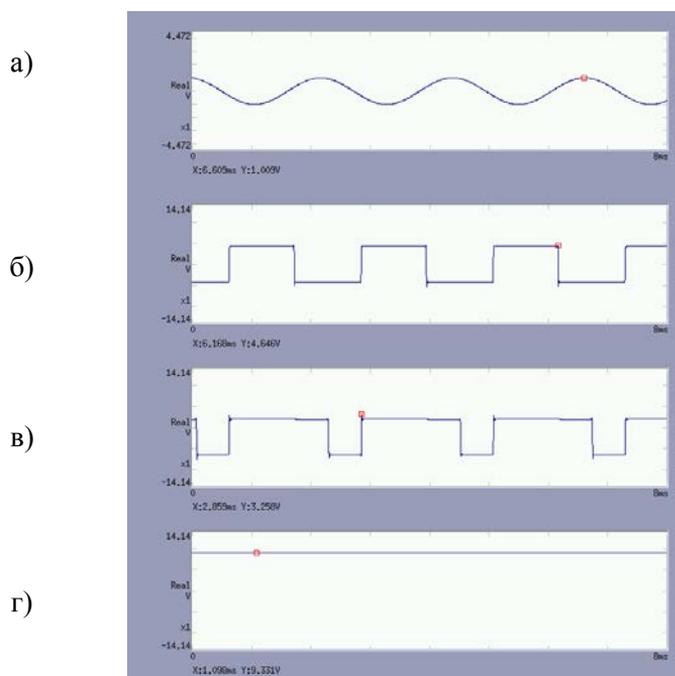


Рисунок 4 – Временные диаграммы, частота сигнала МИП – 450 Гц

На выходе порогового устройства формируется сигнал прямоугольной формы (рисунки 3б, 4б), который поступает на первый вход формирователя импульсов (ФИ) СВСП. ФИ, состоящий из двух D-триггеров, питается от прецизионного источника опорного напряжения со стабилитроном (благодаря этому выходные импульсы ФИ имеют постоянную амплитуду). На второй вход ФИ подаются импульсы частоты $F=500$ кГц с выхода кварцевого генератора. Эти же импульсы поступают на вход программируемого двоичного счётчика, который задает длительность импульса СВСП τ_{II} при помощи кроссировочной розетки:

$$\tau_{II} = N / F_{KB} \quad (2)$$

При этом величина τ_{II} выбирается такой, чтобы на верхнем пределе измерений $Q_{ВП}$, которому соответствует частота $F_{ВП}$ (рисунок 4в),

$$\tau_{II} \approx 0,8 / F_{ВП} \quad (3)$$

При поступлении на первый вход ФИ переднего фронта импульса с выхода порогового устройства на выходе ФИ начинает формироваться импульс СВСП (рисунки 3в, 4в). По заднему фронту этого импульса происходит обнуление ФИ и программируемого двоичного счётчика. С приходом переднего фронта следующего импульса с выхода порогового устройства процесс формирования импульса СВСП возобновляется. Последовательность импульсов СВСП поступает на сглаживающий фильтр, с выхода которого пульсирующее напряжение поступает на нормирующий усилитель и далее на пиковый детектор, которым сигнал дополнительно сглаживается: из рисунка 3г следует, что даже при максимальной скважности импульсов остаточная пульсация напряжения на выходе пикового детектора имеет пренебрежимо малую величину. Получающееся постоянное напряжение

$$U = (Q / Q_{ВП}) \times 10B \quad (4)$$

поступает на выходное устройство, состоящее из двух эмиттерных повторителей, которые обеспечивают повышенную нагрузочную способность выходов и защиту от короткого замыкания.

Проверка метрологической исправности расходомера реализуется следующим образом. На вход программируемого делителя частоты подается сигнал кварцевого генератора, коэффициент деления которого задается при помощи кроссировочной розетки таким образом, что частота выходного сигнала делителя равна ровно половине частоты на верхнем пределе измерений $F_{ВП}/2$. Этот сигнал через ключ, открываемый по команде СУ, подается на контрольную обмотку МИП. Создаваемое этой обмоткой магнитное поле наводит соответствующий сигнал в рабочей обмотке: при этом на выходе ПИП устанавливается напряжение, составляющее ровно 5 В. Это значение напряжения остается неизменным в течение всего срока службы расходомера РЖ295, что обеспечивает возможность его эксплуатации без проведения периодических проверок.

Быстродействие расходомера РЖ295 иллюстрируется рисунком 5, на котором приведена форма выходного сигнала (а) при имитации скачкообразного изменения частоты сигнала МИП (б). Время установления сигнала не превышает установленные техническим заданием 0,3 с.

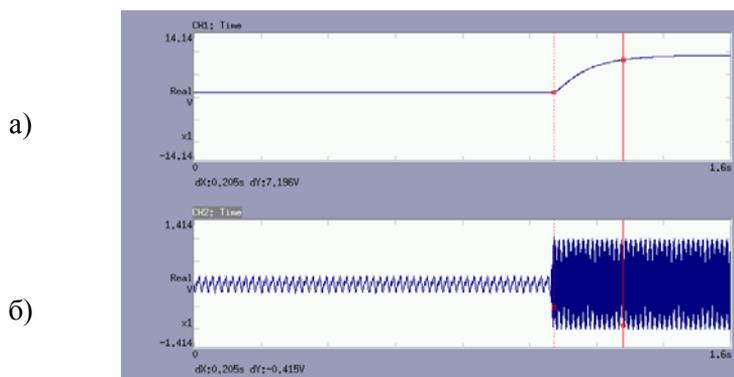


Рисунок 5 – Реакция на скачкообразное изменение частоты

Выводы

1 Расходомер РЖ295, разработанный на основе турбинного преобразователя расхода, с преобразованием мгновенного значения частоты в напряжение путем формирования импульсов, стабилизированных по амплитуде и длительности, интегратора и активного пикового детектора, обеспечивает выполнение требований к метрологической надежности, предъявляемых к элементам СУ объектов космической, авиационной, судовой техники для контроля расхода рабочих жидкостей.

2 Использование сигнала генератора с кварцевой стабилизацией частоты для задания длительности импульсов СВСП и формирования сигнала с частотой, равной половинному значению частоты РТ на верхнем пределе измерений, а также выполнение МИП с дополнительной контрольной обмоткой позволяет организовать проверку метрологической пригодности расходомера РЖ295, охватывающую все электрические цепи.

Литература

1. Кремлёвский П.П. Расходомеры и счетчики количества: Справочник. – 4-е / перераб. и доп. // Л.: Машиностроение // Ленинградское отд-ние. 1989. С. 259.
2. Метрология и радиоизмерения: учебник / И.В. Лютиков, А.Н. Фомин, В.А. Леусенко [и др.] // под общ. ред. Д.С. Викторова // Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2016. С. 508.
3. Бошняк Л.Л., Бызов Л.И. Тахометрические расходомеры / Изд-во «Машиностроение» // Л. 1968. С. 185-190.
4. Лежнин Ф.К., Осинцев В.Е. Измерительный преобразователь частота – напряжение // А. с. СССР № 398887. 1972.

УДК 539/538.9

Динамика полета крылатой ракеты

А.Д. Донской, доцент,

С.Е. Сабо, кандидат технических наук,

Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области

«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область,

М.А. Щиканов, студент, техник-конструктор 2-категории,

АО «Корпорация Тактическое Ракетное Вооружение»,
г. Королев, Московская область

Рассматривается система уравнений динамики полета крылатой ракеты с учетом всех факторов воздействия на ее движение в атмосфере.

Траектория движения ракеты, уравнения динамики, система отсчета, механика полета.

Dynamics of cruise missile flight

A.D. Donskoy, associate Professor,

S.E. Sabo, Ph. D., associate Professor,

State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region,

M.A. Shchikanov, student, technical-designer, «Tactical Missile Weapons Corporation», Korolev, Moscow region

A system of equations for the dynamics of a cruise missile flight is considered, taking into account all factors affecting its movement in the atmosphere.

The trajectory of the rocket equation, dynamics, frame of reference, mechanics of flight.

В данной работе рассматривается система уравнений динамики полета крылатой ракеты с учетом всех факторов воздействия на ее движение в атмосфере. Вид и сложность решения уравнений зависит от выбранной системы отсчета, относительно которой проводится расчет траектории движения ракеты. Различные системы отсчета, системы координат и матрицы перехода между ними приведены в инженерном справочнике [1].

Вводим следующие системы отсчета.

1. Геоцентрическая система отсчета, в которой r -радиус-вектор из центра Земли в точку нахождения центра массы ракеты, φ – географическая широта, λ – географическая долгота.
2. Геоцентрическая декартовая стартовая система отсчета $Ox_E y_E z_E$ (ДСС), смещенная из центра геоида по радиусу-вектору в точку старта, в которой ось Oy_E направлена из точки старта по радиусу-вектору \vec{r}_0 . Ось Ox_E направлена по касательной к местному меридиану в сторону северного полюса, ось Oz_E дополняет систему (рис. 1).
3. Уравнения динамики удобно записать в начальной стартовой системе отсчета $Ox_{ln} y_{ln} z_{ln}$ (НСС), связанной с центром массы ракеты. Ось Oy_{ln} направлена из точки старта по нормали к поверхности Земли ось Ox_{ln} лежит в плоскости, параллельной поверхности Земли, и направлена в сторону цели, ось Oz_{ln} дополняет систему.
НСС жестко привязана к атмосфере в точке старта ракеты.

Переносная скорость системы равна

$$\vec{V}_{\text{пер}} = [\omega_3 \times r_0]$$

где ω_3 – угловая скорость вращения Земли;

r_0 – радиус-вектор старта ракеты (старта НСС).

В общем случае НСС – не инерциальная система отсчета. Плоскость $Ox_{ln} y_{ln}$ – плоскость стрельбы (прицеливания) в НСС не меняет своей ориентации и расстояние в ней до цели не меняется.

4. Оси координат связанной системы Ox_{uz} (СС) в момент старта по направлению совпадают с осями координат НСС, а начало СС жестко связана с центром массы ракеты. В таком же направлении ориентирована бортовая гироскопическая система ракеты. В данной системе удобно написать уравнения динамики вращения ракеты и рассчитывать углы поворота, угловые скорости вращения ракеты.

Принимаем форму Земли за эллипсоид вращения по системе ПЗ-90.11 [2] со следующими параметрами:

- $a=6\ 378\ 136$ м - большая полуось;
- $b=6\ 356\ 751.362$ м – малая полуось;
- $c=6\ 399\ 592,578$ м – полярный радиус;
- $\alpha=1/298,25784$ – сжатие;
- $e^2=0,006694366177$ – первый эксцентриситет;
- $e'^2=0,006739482743$ – второй эксцентриситет

Определим угол азимута полета ракеты. Находим проекции радиуса-вектора цели \vec{r}_c на оси координат ДСС (см. рис. 1):

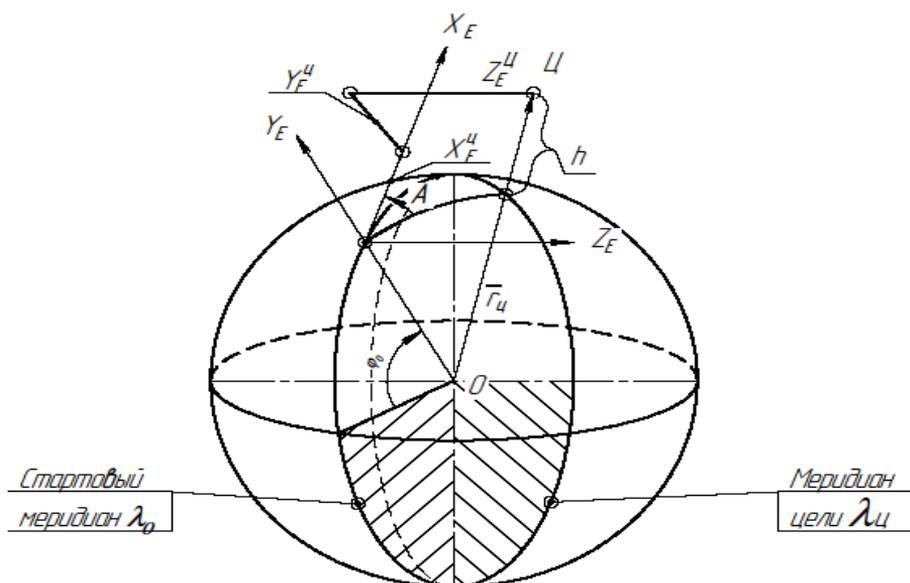


Рисунок 1 – Схема определения угла азимута полета ракеты и проекции радиуса-вектора цели $\vec{r}_ц$ на оси координат ДСС

$$\begin{aligned} X_E^ц &= r_ц \cos(\varphi_ц) \cos(\lambda_ц - \lambda_0) \\ Y_E^ц &= r_ц \sin \varphi_ц \\ Z_E^ц &= r_ц \cos(\varphi_ц) \sin(\lambda_ц - \lambda_0) \end{aligned}$$

Тогда $tg A = \frac{Z_E^ц}{X_E^ц} A = argtg \left(\frac{Z_E^ц}{X_E^ц} \right)$

Можно воспользоваться известными геодезическими соотношениями [2]:

$$A = argsin \left[\frac{\sin(\lambda_ц - \lambda_0) \cos(\varphi_ц)}{\sin(\Phi_ц)} \right]$$

$$\Phi_ц = argcos[\sin(\varphi_0) \sin(\varphi_ц) + \cos(\lambda_ц - \lambda_0) \cos(\varphi_0) \cos(\varphi_ц)]$$

где $\Phi_ц \leq \pi$ – угловая дальность до цели;

$\varphi_0, \lambda_0, \varphi_ц, \lambda_ц$ – геоцентрические координаты старта и цели.

Матрица перехода от связанной системы СС к НСС приведена в работе [3,4] и имеет вид:

$$L = \begin{vmatrix} | \cos \nu \cos \psi & (\sin \gamma \sin \psi - \cos \gamma \sin \nu \cos \psi) & (\cos \gamma \sin \psi + \sin \gamma \sin \nu \cos \psi) \\ \sin \nu & (\cos \gamma \cos \nu) & (-\sin \gamma \cos \nu) \\ |(-\cos \nu \sin \psi) & (\sin \gamma \cos \psi + \cos \gamma \sin \nu \sin \psi) & (\cos \gamma \cos \psi - \sin \gamma \sin \nu \sin \psi) | \end{vmatrix}$$

где,

ν – угол поворота ракеты вокруг оси OZ_{ln} (угол тангажа);
 ψ – угол поворота ракеты вокруг оси OY_{ln} (угол рысканья);
 γ – угол поворота ракеты вокруг оси OX_{ln} (угол крена).

Зная текущие составляющие радиуса-вектора в НСС, находим его составляющие в ДСС:

$$\begin{aligned} X_E &= x_{ln} \cos(\Delta\varphi_0) \cos A + y_{ln} \sin(\Delta\varphi_0) - z_{ln} \cos(\Delta\varphi_0) \sin A \\ Y_E &= -x_{ln} \sin(\Delta\varphi_0) \cos A + y_{ln} \cos(\Delta\varphi_0) + z_{ln} \sin(\Delta\varphi_0) \sin A \\ Z_E &= x_{ln} \sin A + z_{ln} \cos A \end{aligned}$$

где $\Delta\varphi_0 = (\varphi_\Gamma - \varphi)$

φ_Γ – геодезическая широта (угол между нормалью из точки к поверхности геоида и экваториальной плоскостью);

φ – геоцентрическая широта (угол между радиусом-вектором из центра геоида в точку и экваториальной плоскостью).

Геодезическая широта находится из следующего соотношения:

$$\varphi_\Gamma = (1 + e'^2) \operatorname{tg}(\varphi)$$

Уравнения динамики

Считаем известными силы тяги двигателя, аэродинамические и управляющие силы в связанной системе отсчета. Их воздействие на центр массы ракеты фиксируется тремя бортовыми акселерометрами, ориентированными по осям связанной системы координат.

Пусть $\vec{P} = (P_x, P_y, P_z)$ – сила тяги, $\vec{R} = (X, Y, Z)$ – аэродинамические силы, $\vec{F}_{ctr} = (X_{ctr}, Y_{ctr}, Z_{ctr})$ – управляющие силы, возникающие при повороте рулей управления ракетой.

Запишем проекции суммы этих сил в НСС, применив матрицу перехода L:

$$\begin{aligned} (P_{xln} + X_{ln} + X_{ln}^{ctr}) &= (P_x + X + X_{cnr})(\cos\nu \cos\psi) + (P_y + Y + \\ Y_{cnr})(\sin\gamma \sin\psi - &\cos\gamma \sin\nu \cos\psi) + \\ (P_z + Z + Z_{cnr})(\cos\gamma \sin\psi + &\sin\gamma \sin\nu \cos\psi) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} (P_{yln} + Y_{ln} + Y_{ln}^{ctr}) &= \\ (P_x + X + X_{cnr}) \sin\nu + (P_y + Y + Y_{cnr}) &(\cos\gamma \cos\nu) + \\ (P_z + Z + &Z_{cnr})(-\sin\gamma \cos\nu) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} (P_{zln} + Z_{ln} + Z_{ln}^{ctr}) &= \\ (P_x + X + X_{cnr})(-\cos\nu \sin\psi) + (P_y + Y + Y_{cnr})(\sin\gamma \cos\psi + &\cos\gamma \sin\nu \sin\psi) + (P_z + Z + Z_{cnr})(\cos\gamma \cos\psi - \\ \sin\gamma \sin\nu \sin\psi) &\end{aligned} \quad (3)$$

Разделив уравнения (1-3) на массу ракеты, получаем кажущееся ускорение, которое фиксируется бортовыми акселерометрами:

$$W_{xln} = \frac{[(P_x + X + X_{cnr})(\cos \upsilon \cos \psi) + (P_y + Y + Y_{cnr})(\sin \gamma \sin \psi - \cos \gamma \sin \upsilon \cos \psi) + (P_z + Z + Z_{cnr})(\cos \gamma \sin \psi + \sin \gamma \cos \psi)]}{m(t)} \quad (4)$$

$$W_{yln} = \frac{[(P_x + X + X_{cnr}) \sin \upsilon + (P_y + Y + Y_{cnr}) (\cos \gamma \cos \upsilon) + (P_z + Z + Z_{cnr})(-\sin \gamma \cos \upsilon)]}{m(t)} \quad (5)$$

$$W_{zln} = \frac{[(P_x + X + X_{cnr})(-\cos \upsilon \sin \psi) + (P_y + Y + Y_{cnr})(\sin \gamma \cos \psi + \cos \gamma \sin \upsilon \sin \psi) + (P_z + Z + Z_{cnr})(\cos \gamma \cos \psi - \sin \gamma \sin \upsilon \sin \psi)]}{m(t)} \quad (6)$$

Принимая во внимание действие гравитации и силы Кориолиса, получаем систему уравнений динамики центра массы ракеты в НСС:

$$w_{cx} = g_{xln} + \frac{[(P_x + X + X_{cnr})(\cos \upsilon \cos \psi) + (P_y + Y + Y_{cnr})(\sin \gamma \sin \psi - \cos \gamma \sin \upsilon \cos \psi) + (P_z + Z + Z_{cnr})(\cos \gamma \sin \psi + \sin \gamma \cos \psi)]}{m(t)} + w_{corx} \quad (7)$$

$$w_{cy} = g_{yln} + \frac{[(P_x + X + X_{cnr}) \sin \upsilon + (P_y + Y + Y_{cnr}) (\cos \gamma \cos \upsilon) + (P_z + Z + Z_{cnr})(-\sin \gamma \cos \upsilon)]}{m(t)} + w_{cory} \quad (8)$$

$$w_{cz} = g_{zln} + \frac{[(P_x + X + X_{cnr})(-\cos \upsilon \sin \psi) + (P_y + Y + Y_{cnr})(\sin \gamma \cos \psi + \cos \gamma \sin \upsilon \sin \psi) + (P_z + Z + Z_{cnr})(\cos \gamma \cos \psi - \sin \gamma \sin \upsilon \sin \psi)]}{m(t)} + w_{corz} \quad (9)$$

где, w_{cor} – кориолисовое ускорение.

В работе [2] поверхность Земли рассматривается как эллипсоид вращения и приводятся формулы расчета компонент ускорения свободного падения в НСС.

Знание текущих величин геоцентрического радиуса-вектора \vec{r} и геоцентрической широты φ дает возможность вычислить с приемлемой точностью составляющие вектора ускорения силы притяжения, т.е. гравитационного ускорения, направленные соответственно по радиусу g_r и перпендикулярно ему g_φ [6]:

$$g_r = -g \left(\frac{R}{r}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{R}{r}\right)^2 \left(\alpha - \frac{q}{2}\right)(1 - 3\sin^2 \varphi)\right]$$

$$g_\varphi = -g \left(\frac{R}{r}\right)^2 \left(\alpha - \frac{q}{2}\right) \left(\frac{R}{r}\right)^2 \sin 2\varphi$$

где,

$R = a \left(1 - \frac{\alpha}{3}\right)$ – радиус поверхности геоида;

$g = \frac{\mu}{R^2}$ – ускорение силы тяжести на поверхности геоида;

$\mu = \gamma M_3$ γ – гравитационная постоянная, M_3 – масса Земли;

$q = \frac{\omega_E^2 a^3}{\mu}$ ω_E – угловая скорость Земли;

$R = a(1 - a \sin^2 \varphi)$ – радиус поверхности эллипсоида;
 a – большая полуось геоида;
 α – сжатие геоида.

Переходя в НСС, получаем:

$$g_{xln} = g_\varphi \cos(\Delta\varphi_0) \cos A - g_r \sin(\Delta\varphi_0) \cos A$$

$$g_{yln} = g_\varphi \sin(\Delta\varphi_0) + g_r \cos(\Delta\varphi_0)$$

$$g_{zln} = -g_\varphi \cos(\Delta\varphi_0) \sin A + g_r \sin(\Delta\varphi_0) \sin A$$

Текущая высота полета ракеты равна:

$$h = (r - R)$$

При скорости ракеты в 3М кориолисовое ускорение составляет менее 1,5% от ускорения свободного падения. Центробежное ускорение составляет менее 0,5% от ускорения свободного падения. На данном этапе пренебрегаем данными ускорениями и НСС считаем инерциальной системой.

Уравнения динамики вращения

Запишем уравнения в связанной системе отсчета [3] в приближении, что центр давления аэродинамических сил совпадает с центром массы ракеты. Сила тяги направлена по оси ракеты. В этом случае моменты сил тяги и аэродинамических сил равны нулю. Действуют демпфирующие моменты и моменты рулей управления.

$$M_x = m_x^{\omega_x} \omega_x q S \frac{d^2}{V} + C_{\gamma\delta} \delta_\gamma \quad (10)$$

$$M_y = m_y^{\omega_y} \omega_y q S \frac{d^2}{V} + C_{\psi\delta} \delta_\psi \quad (11)$$

$$M_z = m_z^{\omega_z} \omega_z q S \frac{L^2}{V} + C_{\nu\delta} \delta_\nu \quad (12)$$

где,

m – безразмерные коэффициенты демпфирующих моментов;

ω – угловые скорости вращения ракеты;

$q = \frac{\rho V^2}{2}$ – скоростной напор;

ρ – плотность воздуха, рассчитываемая по барометрической формуле;

V – скорость набегающего воздуха (скорость ракеты в НСС);

d – характерный размер ракеты (диаметр или размах крыльев);

L – длина ракеты;

C – коэффициенты управляющих моментов рулей;

δ – углы поворота рулей по крену, рысканью, тангажу.

Алгоритм расчета стартовой (не возмущенной) траектории полета.

При старте вектор скорости ракеты направлен по оси Ox_{ln} и равен скорости носителя ракеты.

Воздействия по углу крена и рысканья отсутствуют, т.е. $\gamma = \psi = 0$.

Вектор скорости ракеты лежит в плоскости стрельбы $OX_{ln}Y_{ln}$.

Радиус-вектор прицеливания (вектор из центра массы ракеты в точку прицеливания) в каждой точке траектории имеет вид:

$$\vec{R} = [(X_{zln} - X_{ln}), (Y_{zln} - Y_{ln}), (0)]$$

где X_{zln}, Y_{zln} – координаты цели в НСС.

Введем угол прицеливания Θ – угол между векторами \vec{V} и \vec{R} :

$$\Theta = \arccos \left(\frac{\vec{V}\vec{R}}{V R} \right)$$

При сделанных приближениях уравнения динамики (7-9) и (10-12) принимают вид:

$$w_{cx} = \frac{[(P_x + X)(\cos \nu) + (Y)(-\sin \nu)]}{m(t)} \quad (13)$$

$$w_{cy} = g_{yln} + \frac{[(P_x + X) \sin \nu + (Y + Y_{cnr})(\cos \nu)]}{m(t)} \quad (14)$$

$$w_{cz} = 0 \quad (15)$$

$$M_z = m_z^{\omega_z} \omega_z q S \frac{L^2}{V} + C_{v\delta} \delta_v \quad (16)$$

где,

$$P_x = P + F = P + (p_0 - p_h) S_0$$

где, P – сила тяги двигателя;

F – сила отдачи при выбросе газов в атмосферу;

p_0 – давление газов на выходе из сопла;

p_h – атмосферное давление на высоте $h = r - R_3$, которое определяется по барометрической формуле;

S_0 – площадь выходного сечения сопла;

$X = -(C_\tau q S_m) = -(C_x \cos \alpha - C_y \sin \alpha) q S_m$ – осевая аэродинамическая сила;

$Y = C_n q S_m = (C_x \sin \alpha + C_y \cos \alpha) q S_m$ – нормальная аэродинамическая сила;

α – угол атаки, т.е. угол между осью ракеты и вектором скорости центра массы ракеты (полагаем $\alpha=0$);

C_τ, C_n – осевой и нормальный аэродинамические коэффициенты;

S_m – соответствующие миделевые сечения ракеты;

$m_z^{\omega_z}$ – безразмерные коэффициенты демпфирующих моментов;

$\omega_z = \dot{\vartheta}$ – угловая скорость по тангажу;

$Y_{cnr} = C_{y\delta} \delta_\vartheta$ – управляющая сила;

$C_{y\delta}$ – коэффициент силового воздействия на ракету при повороте рулей управления.

Как показано в работе [3], коэффициенты составляющих полной аэродинамической силы и полного аэродинамического момента определяются по результатам продувок в аэродинамических трубах или путем численного моделирования процесса обтекания с использованием ЭВМ. Эти коэффициенты могут уточняться в дальнейшем по данным летных испытаний.

Аэродинамические коэффициенты зависят от формы летательного аппарата, его ориентации относительно вектора воздушной скорости (т.е. углов атаки α и скольжения β) и от критериев аэродинамического подобия, чисел Маха и Рейнольдса. Воздушная скорость – это скорость ракеты относительно воздуха. Число Маха – это отношение скорости полета к скорости звука $v_{зв}$ на данной высоте: $M = V/v_{зв}$. Число Рейнольдса является безразмерным критерием вязкого обтекания летательного аппарата и вычисляется как

$$Re = Vl/v$$

где, l – характерный линейный размер ракеты,
 v – кинематический коэффициент вязкости воздуха.

Коэффициент подъемной силы уравновешенного (сбалансированного) по моментам аппарата $C_{y_{trim}}$ меняется почти линейно по углам атаки α , что позволяет во многих задачах использовать аппроксимацию $C_{y_{trim}} = C_{\alpha y} \alpha$

$$\text{где } C_{\alpha y} = \partial C_{y_{trim}} / \partial \alpha.$$

При дозвуковых скоростях полета ($M < 1$) величина $C_{\alpha y}$ обычно больше, чем при гиперзвуковых скоростях ($M > 8$). Высота полета почти не влияет на $C_{\alpha y}$.

Величина аэродинамического качества $k_{trim} = C_y/C_x$ зависит от числа M полета и угла атаки. Например, максимальное гиперзвуковое аэродинамическое качество ЛА самолетного типа может достигать (с учетом балансировки) величины $k_{trim} \approx 1.9$, а дозвуковое аэродинамическое качество такого аппарата около 4.5.

Связь между коэффициентом подъемной силы C_y и коэффициентом силы лобового сопротивления C_x можно для многих задач аппроксимировать квадратичной параболой:

$$C_{x0} = C_{x0} + A_y C_y^2 +$$

где C_{x0} – коэффициент лобового сопротивления при $C_y = 0$;

A_y – некоторый эмпирический коэффициент.

Коэффициент боковой силы C_z почти линейно зависит от угла скольжения β .

$$\text{Поэтому его аппроксимируют формулой } C_z = C_{\beta z} \beta$$

$$\text{где } C_{\beta z} = \partial C_z / \partial \beta$$

Коэффициент силы лобового сопротивления при нулевой подъемной силе C_{x0} , определяется, в основном, числом M и высотой полета, так как скорость звука и кинематический коэффициент вязкости меняются по высоте. В окрестности значения $M = 1$ оба коэффициента C_{x0} и $C_{\alpha y}$ достигают максимального значения, а при дальнейшем увеличении числа M коэффициенты стремятся к неко-

торым почти постоянным величинам.

Полный аэродинамический момент, как уже отмечалось, обычно раскладывают на составляющие по осям связанной системы координат, независимо от того. Эти составляющие M_x , M_y , M_z называют соответственно моментами крена, рыскания и тангажа, а их величины вычисляют по формулам (10-12). Коэффициенты моментов, как и коэффициенты сил, определяются по результатам продувок или численных расчетов. Коэффициенты моментов крена и рыскания зависят, главным образом, от угла скольжения β и числа M полета, причем их можно задавать линейными зависимостями

Проводим интегрирование уравнений (13-14), находя на каждом шаге интегрирования компоненты вектора скорости, координаты центра массы ракеты, угол поворота ракеты по тангажу под действием сил гравитации, аэродинамических сил и угол прицеливания.

Задаем шаг интегрирования Δt . Компоненты скорости равны:

$$\begin{aligned}\Delta V_{xlni} &= w_{cxi} \times \Delta t \\ V_{xlni} &= V_{xln(i-1)} + \Delta V_{xlni} \\ \Delta V_{ylni} &= w_{cyi} \times \Delta t \\ V_{ylni} &= V_{yln(i-1)} + \Delta V_{ylni}\end{aligned}$$

Полагаем, что на шаге интегрирования, ускорение не меняется и движение равноускоренное. Тогда координаты центра массы ракеты равны:

$$\begin{aligned}x_{lni} &= x_{ln(i-1)} + \frac{V_{xlni}^2 - V_{xln(i-1)}^2}{2w_{cxi}} \\ y_{lni} &= y_{ln(i-1)} + \frac{V_{ylni}^2 - V_{yln(i-1)}^2}{2w_{cyi}}\end{aligned}$$

Находим угол тангажа ракеты под действием сил гравитации и аэродинамических сил.

$$\vartheta = \operatorname{arctg}\left(\frac{V_{ylni}}{V_{xlni}}\right)$$

На участке разгона ракеты для увеличения дальности полета необходимо скомпенсировать поворот ракеты по тангажу поворотом рулей управления, т.е. выработать управляющий сигнал [5].

Полагаем, что поворот ракеты происходит равно ускоренно. Пусть Δt – шаг интегрирования. Рассчитаем необходимый угол поворота рулей.

Находим угловое ускорение:

$$\dot{\omega}_z = \frac{2\vartheta}{\Delta t^2}$$

Определяем необходимый вращающий момент сил:

$$M_z = I_{zz}(t)\dot{\omega}_z$$

где

$I_{zz}(t)$ – момент инерции ракеты относительно оси OZ_{ln} (переменная ве-

личина из за расхода топлива).

Момент инерции рассчитываем из следующих физических соображений (рис. 2).

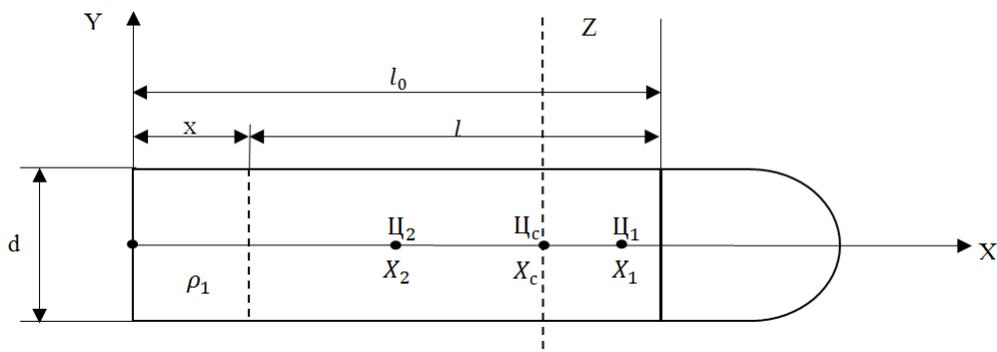


Рисунок 2 – Схема расчета момента инерции

Ракета – система, состоящая из двух объектов. Первый объект – корпус и головная часть ракеты, момент инерции которого $I_{1,0}$ относительно оси, проходящей через центр массы (ζ_1) перпендикулярно оси ракеты, определяется экспериментально и не изменяется во время полета.

Второй объект – топливо, заполняющее корпус ракеты. Момент инерции топлива относительно оси, проходящей через центр массы топлива (ζ_2) перпендикулярно оси ракеты равен:

$$I_{2,0} = \frac{m_T l^2}{12}$$

Введем обозначения:

$\zeta_1, \zeta_c, \zeta_2$ – центры масс ракеты, всей системы и топлива;

x_1, x_c, x_2 – координаты центров массы;

m_0, m_T, m_p – стартовая и оставшаяся масса топлива, масса ракеты;

l_0 – длина топливного отсека;

l – размер топлива по оси ракеты;

d – диаметр топливного отсека;

G – расход топлива;

t – время работы двигателя;

x – уменьшение размера топлива;

ρ – плотность топлива.

Тогда находим:

$$x = \frac{4Gt}{\rho \pi d^2}$$

$$l = l_0 - x$$

$$x_c = \frac{m_T x_2 + m_p x_1}{m_T + m_p}$$

$I_1 = I_{1,0} + m_p (x_1 - x_c)^2$ – момент инерции ракеты без топлива относи-

тельно оси ZZ;

$I_2 = I_{2,0} + m_T(x_c - x_2)^2$ – момент инерции топлива относительно оси ZZ;
Момент инерции всей системы равен:

$$I_{zz} = I_1 + I_2$$

Из уравнения (16) находим угол поворота рулей:

$$I_{zz}(t)\dot{\omega}_z = m_z^{\omega_z}\omega_z qS \frac{L^2}{V} + C_{v\delta}\delta_v$$

$$\delta_v = (I_{zz}(t)\dot{\omega}_z - m_z^{\omega_z}\omega_z qS \frac{L^2}{V})/C_{v\delta}$$

Если высота полета h не равна нулю, продолжаем интегрирование.

Если угол прицеливания Θ приближается к предельному углу поворота рулей управления, то продолжаем пошаговый расчет, наводя ракету на цель по тангажу. Определяем базовую траекторию полета $Y_{ln}=f(X_{ln}), Y_E = f(X_E), r = f(\varphi)$.

Резюме

Таким образом, в работе рассмотрена система уравнений динамики полета крылатой ракеты, с учетом всех факторов воздействия на ее движение в атмосфере. Полученные решения, их вид и сложность зависят от выбранной системы отсчета, относительно которой проводится расчет траектории движения ракеты. В зависимости от решаемых задач используется одна или несколько систем отсчета и матрицы перехода между ними.

Литература

1. Горбатенко С.А., Макашов Э.М. Механика полета // Москва. Издательство «Машиностроение». 1969 г.
2. Серапинас Б.Б. Геодезические основы карт. Учебное пособие // М.: Географический факультет МГУ. 2001.
3. Сихарулидзе Ю.Г. Баллистика и наведение летательных аппаратов: учебное пособие / 3-е изд. (эл.) // Москва: Лаборатория знаний. 2015. 410 с.
4. Балаганский И.А. Основы баллистики и аэродинамики: учебное пособие // Новосибирск: НГТУ. 2017. 200 с.
5. Толпегин О.А. Экспериментальная баллистика: тексты лекций // Санкт-Петербург: БГТУ «Военмех» им. Д.Ф. Устинова. 2015. 211 с.
6. Лахтин Л.М. Свободное движение в поле земного сфероида // М.: Физмат-гиз. 1963.

УДК 51-74

Математические критерии формирования единой временной периодической последовательности адресов источников информации в системах бортовых измерений с программно-управляемым сбором данных

А.П. Мороз, доктор технических наук, профессор,
Академик Российской академии космонавтики,

Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области

«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область,

Г.Е. Полехина, кандидат педагогических наук, доцент,

и.о. заведующего кафедрой прикладной механики и математики,

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Национальный исследовательский

Московский государственный строительный университет»
(НИУ МГСУ), г. Москва,

А.И. Полехин, ведущий инженер,

Акционерное общество «Научно-производственное объединение
измерительной техники» (АО «НПО ИТ»), г. Королев, Московская область

Рассматриваются математические критерии задачи корректного размещения адресов информационных источников в едином периодическом ряду команд опроса для бортовой телеметрии с программно управляемым способом сбора. Математическое описание задачи выполнено с использованием аппарата теории чисел, – сравнений. Предлагается и обосновывается дополнительный критерий и графическая модель процесса размещения адресов.

Бортовая телеметрия, сбор данных, групповой телеметрический сигнал, математические критерии, графическая модель.

Mathematical criteria for the formation of a unified periodic time sequence of addresses of information sources in on-board measurement systems with software-controlled data collection

A.P. Moroz, Doctor of Technical Sciences, Professor of MGOTU, Academician of the
Russian Academy of Cosmonautics,

State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region,

G.E. Polekhina, candidate of pedagogical sciences, associate professor, acting Head of
the Department of Applied Mechanics and Mathematics,
Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education

«National Research Moscow State University of Civil Engineering»
(NRU MGSU), Moscow,
A.I. Polekhin, Leading Engineer, Joint Stock Company
«Scientific industrial association of measuring equipment» (NPO IT JSC), Korolev,
Moscow region

Mathematical criteria for the problem of correct placement of information source addresses in a single periodic row of polling commands for onboard telemetry with a program-controlled collection method are considered. The mathematical description of the problem is carried out using the apparatus of number theory – comparisons. An additional criterion and a graphical model of the address allocation process are proposed and substantiated.

Onboard telemetry, data collection, group telemetry signal, mathematical criteria, graphical model.

Одним из основных требований, предъявляемых к современным системам бортовых измерений (СБИ) летательных аппаратов (ЛА) аэрокосмического назначения, является высокая степень информационной и структурной гибкости, т.е. возможность оперативного изменения как состава измеряемых сигналов, так и параметров сбора с учетом динамического и амплитудного диапазонов сигналов и скорости передачи [1].

ЛА относятся к сложным техническим объектам. Для адекватного описания состояния их узлов, агрегатов, элементов конструкции и экипажа бортовой системы сбора и передачи данных требуется оперировать с десятками типов разнообразных информационных источников (параметров), спектры которых находятся в диапазоне от нуля до десятков тысяч Гц. Причем эти источники распределены по всему объему ЛА. Измерительные сигналы источников имеют разную физическую природу, могут быть как техническими, так и биологическими, – например, при контроле состояния экипажа. Следствием разнообразия физических свойств измеряемых параметров является разная динамика их поведения, требующая существенно различных (от долей Гц до десятков кГц) частот дискретизации соответствующих сигналов в процессе изменения условий полета и ситуаций на борту.

Для доставки телеметрической информации (ТМИ) потребителю в наземные центры обработки в составе СБИ имеются каналы связи (КС) «Борт-Земля». Обычно КС – это радиоканал (РК), который характеризуется максимальной скоростью передачи информации, измеряемой в бит/с, и называемой информативностью или тактовой частотой системы измерений I_s . Известно [2], что максимальная достигнутая на современном техническом уровне информативность РК (в пределах 1...4 Мбит/с) является фактором, ограничивающим передачу необходимого объема телеметрируемых данных с борта изделия. Информативность I_s является дефицитным ресурсом, требующим рационального расхода. Как правило, за исключением аварийных режимов, априорно известна информация о спектральных или вероятностных характеристиках контролируемых во

время испытаний ЛА процессов, что обуславливает целесообразность назначения бортовым информационным источникам индивидуальных, программируемых для каждого источника, частот дискретизации. Это позволяет существенно сократить суммарный групповой равномерный поток дискретных отсчетов на входе в КС, что, в свою очередь, уменьшает ширину полосы частот канала и экономит информативность.

Чтобы привести в соответствие объем передаваемых бортовых измерений с пропускной способностью КС используют поочередную передачу данных, отбирая в несколько программ измерений (ПИ) для каждого текущего участка полета наиболее ценные источники информации. Например, при организации телеизмерений на разгонном блоке (РБ) «Бриз-М» с помощью системы «Пирит-РБс» [3] используют на протяжении полёта РБ 17 ПИ с разными наборами телеметрируемых параметров и частот их опроса. Переключения ПИ осуществляется по командам от системы управления (СУ) в соответствии с циклограммой полета.

СБИ, в которых осуществляется периодический опрос источников с различными для разных источников частотами дискретизации, заданными в ПИ, относятся к классу систем с программно-управляемым режимом информационного обслуживания (сбора данных) [4]. Причем порядок опроса является постоянным на некотором интервале периодичности, а сами интервалы следуют один за другим. Такой режим информационного обслуживания реализуется в цифровых программно-адресных СБИ с кодо-временным разделением каналов (КВРК). При КВРК для передачи информации каждому каналу (источнику) отводится свой временной интервал, а канальный сигнал состоит из двух цифровых слов: адресного и информационного. На современном этапе развития отечественной телеметрии ЛА указанные системы обеспечивают приемлемый уровень структурной и информационной гибкости и составляют основу парка СБИ. Это такие системы, как «Гамма», «Орбита IV», «Пирит-РБс», «Астра», «Оникс», «Барракуда» [2, 3, 5-7], в которых опция программно-управляемого сбора данных является неотъемлемой частью их технического облика.

Анализ технических требований разработчиков авиационной и космической техники к перспективной аппаратуре телеизмерений показывает, что указанная опция будет востребована и в будущем [8]. Поэтому улучшение характеристик СБИ этого типа, повышение эффективности заложенных технических решений является актуальной задачей.

Программно управляемый сбор физически реализуется в подсистеме сбора данных (ПСД), которая является частью СБИ. ПСД непосредственно связана с объектом контроля и строится по иерархическому многоуровневому принципу. В соответствии с ним обычно первым уровнем иерархии является сечение датчико-преобразующей аппаратуры (ДПА), которая подключается ко входам групповых устройств сбора, т. н. локальным коммутаторам (ЛК). ЛК устанавливаются в монтажном пространстве ЛА в местах наибольшей концентрации ДПА, – это второй уровень иерархии. В свою очередь, ЛК могут иметь либо собственные выходы на основную магистраль СБИ (двухуровневая иерархия ПСД), либо подключаться к еще одному коммутатору – основному коммутатору (ОК), который выходит на основную магистраль (трехуровневая иерархия). Коммутаторы в

ПСД имеют цифровое управление и выполняют две основные функции: временную дискретизацию и оцифровку первичных аналоговых сигналов, поступающих с ДПА, а также формирование группового последовательного потока временного уплотнения дискретных отсчетов этих сигналов от различных источников. Наличие нескольких уровней коммутации и кодирования позволяет гибко использовать возможности СБИ по передаче большого объема разнородной ТМИ и адаптации к изменениям информативности потоков данных с объекта контроля в ходе его испытаний.

Особенностями ПСД в современных СБИ являются программно-адресное управление коммутацией и конвейерная передача команд опроса каналов и данных. Идентичные интерфейсы на входе и выходе ЛК и ОК позволяют соединять их последовательно и формировать распределенные подсистемы древовидной конфигурации в соответствии с геометрией изделия. Такое построение обеспечивает возможность опроса источников с высокой скоростью и в произвольном порядке, в том числе осуществлять однократный опрос любого параметра или группы параметров, многократный опрос с произвольным периодом, циклический опрос с равномерным шагом дискретизации и практически произвольной сеткой частот опроса, формируемой под конкретную программу измерений. При этом исключается электрическое запараллеливание каналов, частоты опроса параметров не зависят от конфигурации системы, на любой канал может быть выделено до половины информативности подсистемы опроса.

Фактически речь идет о распределении имеющегося фиксированного ресурса информативности I_s между бортовыми источниками информации в соответствии с априорными данными об их информационной производительности, и формировании группового равномерного потока сообщений для ввода его в КС.

Для решения задач управления такими разветвленными многоуровневыми многоканальными цифровыми системами коммутации и формирования последовательного равномерного потока дискретных отсчетов, т.н. группового низкочастотного телеметрического сигнала (ГТС), для ввода в РК или последовательный интерфейс, в ПСД на основании исходных данных программы измерений должен быть сформирован единый временной периодический ряд адресов каналов (управляющих команд опроса) ЛК и ОК, который должен удовлетворять следующим условиям:

- суммарная частота следования адресов в ряду должна быть $\leq I_s$;
- адрес каждого канала n должен следовать в составе ряда со своей индивидуальной частотой f_n , заданной в ПИ;
- временное наложение адресов в общем едином ряду не допустимо.

Количество вариантов ПИ только для одного изделия на протяжении периода натурных испытаний во время предстартовой подготовки и полета может составлять несколько десятков. С учетом того, что одна и та же система измерений используется на разных объектах, количество вариантов ПИ возрастает еще больше.

Учитывая, что для каждого варианта ПИ средства управления сбором (СУС), находящиеся в составе ПСД, должны генерировать свою периодическую последовательность команд опроса, удовлетворяющую вышеуказанным услови-

ям, приходим к необходимости реализации множества задач совместного расположения дискретных отсчетов от различных каналов, следующих с разными частотами в составе единого временного периодического ряда. Реализация каждой задачи подразумевает переход от исходных данных ПИ, в качестве которых выступают тем или иным способом заданные состав и частоты дискретизации измеряемых параметров, к периодическому ряду адресов, который, очевидно, должен производиться по алгоритму с некоторым набором арифметико-логических операций, и обладающему, в зависимости от количества этих операций, определенным коэффициентом сложности K_C . Вычисление элементов ряда по алгоритму выполняется либо программно, либо аппаратно, с помощью функциональных блоков в составе СУС, которые называются генераторами форматов (ГФ), либо блоками формирования кадра (БФК).

Формальная постановка задачи выглядит следующим образом.

Допустим, что в СБИ имеется N источников информации, которые оптимально, например, по критерию минимизации протяженности бортовой кабельной сети, распределены по измерительным каналам ЛК. Пронумеруем измерительные каналы от 1 до N (1, 2, 3, ..., n , ..., N) и номер, присвоенный каждому каналу – n , назовем адресом (командой) опроса канала. Пусть n -й канал требуется опросить с частотой дискретизации $f_n = \text{const}$, заданной в ПИ, т.е. осуществить регулярный опрос. Тогда, для регулярного опроса, необходимо построить хотя бы один ряд адресов, постоянный в пределах некоторого интервала периодичности L , такой, чтобы адрес опроса n -го канала повторялся в составе общей последовательности с периодом $1/f_n$, кратным периоду тактовой частоты СБИ – F , которая соответствует информативности системы I_s , т.е. кратным $1/I_s = \Delta t$ (период информативности системы). При этом в каждом периоде времени Δt должен опрашиваться только один канал, т.е. наложение адресов опроса недопустимо, а интервалы периодичности L должны следовать один за другим.

Известные подходы к решению таких задач [9] сводятся к выбору варианта в конечном множестве, но являются задачей достаточно большой мощности, чтобы реализовать полный перебор. Получающиеся при этом комбинаторные задачи оптимизации [10] принадлежат к классу NP -полных задач, для которых точные алгоритмы решения, основанные на последовательном переборе вариантов размещения команд и синтезе всех промежуточных структур имеют экспоненциальную сложность, и, поэтому, малоприспособны к использованию в качестве математической основы базовых алгоритмов функционирования при синтезе СУС как аппаратным, так и программным способом.

С целью разработки более эффективных, с пониженным коэффициентом сложности K_C , алгоритмов генерации последовательностей адресов с заданными свойствами необходимо проанализировать полноту, достоверность и достаточность математических критериев, положенных в основу алгоритмов, разработать наглядные математические модели, позволяющие построить операционные графы-схемы алгоритмов, пригодные для практической реализации.

Алгоритмы генерации последовательностей (рядов) команд опроса, удовлетворяющих заданным условиям, удобно рассматривать с помощью математического аппарата теории чисел, а именно сравнений [11]. Данный подход право-

мерен по следующим соображениям.

Рассмотрим ось времени t , которую разобьем на равные промежутки Δt (Рисунок 1) так, что максимальная частота следования команд опроса будет составлять $I_s = F = 1/\Delta t$.

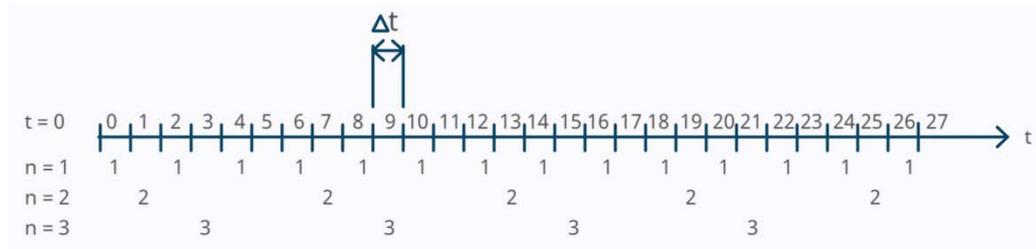


Рисунок 1 – Пример расположение адресов источников во времени

На оси времени пронумеруем все дискретные интервалы времени Δt числами натурального ряда $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ (Рисунок 1). Тогда положение команды опроса n -го канала на оси времени t можно охарактеризовать последовательными номерами $\Psi_{n(i)}$, где $i = 0, 1, 2, 3, \dots$, тех интервалов Δt в ряду j , на которых располагаются команды опроса n -го канала.

Пусть целая величина $T_n > 1$ является периодом повторения команд опроса n -го канала в ряду $j = 0, 1, 2, 3, \dots$, а целая величина $C_n (0 \leq C_n < T_n)$ – номер позиции, на которой располагается первая команда опроса n -го канала. Тогда ряд $\Psi_{n(i)}$ можно рассматривать как класс вычетов $\Psi_{n(i)}$ по модулю T_n [11], а i -я по счету команда опроса n -го канала займет позицию:

$$\Psi_{n(i)} \equiv \Psi_{n(i)} \pmod{T_n} = C_n + i T_n, \quad (1)$$

$$\text{где } \begin{cases} i = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n = 1, 2, 3, \dots, N. \end{cases}$$

Величина C_n имеет смысл фазы функции $\Psi_{n(i)}$, т. е. $C_n = \Psi_{n(0)}$.

Временной период повторения команды опроса n -го канала определяется формулой:

$$1/f_n = \Delta t T_n = T_n / I_s. \quad (2)$$

Из (2) видно, что величины T_n являются тактовыми расстояниями или периодами повторения команд опроса соответствующих каналов, выраженными в периодах информативности.

Нетрудно видеть, что для конечного количества целочисленных величин T_n существуют такие числа rL , где $r = 1, 2, 3, \dots$, которые делятся без остатка на все T_n . Минимальное из них – L – есть наименьшее общее кратное всех T_n (тактовых расстояний):

$$L = [T_1, T_2, T_3, \dots, T_n]. \quad (3)$$

Это число определяет значение длины цикла телеметрирования (кадра) или интервала периодичности. Его можно определить как минимальный отрезок последовательности команд, в котором порядок их расположения повторяет порядок расположения в последующих отрезках. В цикле телеметрирования (кадре) располагается ровно L/T_n команд опроса n -го канала. Можно записать следую-

щие выражения:

$$\sum_{n=1}^N L / T_n \leq L, \quad (4a)$$

$$\sum_{n=1}^N 1 / T_n \leq 1, \quad (4б)$$

$$\sum_{n=1}^N f_n \leq I_s. \quad (4в)$$

Эти выражения определяют первый необходимый критерий отсутствия наложения команд опроса в кадре. Неравенство (4в) отражает тот факт, что сумма частот опроса всех измерительных каналов не должна превышать тактовую частоту (информативность) – I_s СБИ. В противном случае, согласно (4а), обязательно будет наложение команд опроса каналов на позициях кадра. В случае строгого неравенства в (4а), (4б), (4в), обязательно будут «пустые» позиции, общее количество которых L_n составит:

$$L_n = L - \sum_{n=1}^N L / T_n = L(1 - \sum_{n=1}^N 1 / T_n). \quad (5)$$

Можно показать, что для равномерного размещения команд опроса без наложений в ряду $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ необходимо и достаточно выполнение следующего условия:

$$\{T_i ; T_n\} > \{T_i ; T_n; (C_i - C_n)\}, \quad (6)$$

$$\text{где: } \begin{cases} i = 1, 2, 3, \dots N; \\ n = 1, 2, 3, \dots N; \\ i \neq n. \end{cases}$$

Здесь выражение в скобках $\{ \}$ означает наибольший общий делитель величин в скобках. В свою очередь необходимым условием существования таких $C_i; C_n$, для которых выполняется неравенство (6), является второй необходимый критерий:

$$T_n = d_n m, \quad (7)$$

где: $n = 1, 2, 3, \dots N$;

$d_n > 0$ – целое число;

$m = \{T_1, T_2, T_3, \dots, T_n\} > 1$.

Так как обычно заданными величинами являются частоты опроса f_n , а, следовательно, известны и T_n ($n = 1, 2, 3, \dots, N$), то для решения задачи равномерного размещения команд опроса каналов без наложений в ряду чисел $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ необходимо определить величины C_n , удовлетворяющие условию (6). При этом должны выполняться оба вышеприведенных необходимых критерия (4) и (7) для указанного размещения команд.

Учитывая (1), аналитическое решение этой задачи можно выполнить способом разложения натурального ряда чисел $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_n и определения остатков этих классов, которые и будут представлять собой величины C_n , для которых выполняется условие отсутствия наложения [11]:

$$\Psi_{k(j)} \pmod{T_n} \neq \Psi_{n(i)} \pmod{T_n}. \quad (10)$$

Однако, в общем случае, если исходить только из условия (6), определение величин C_n представляет собой довольно трудную задачу. Аналитическое ее решение получается громоздким, причем сложность многократно возрастает при значительном (несколько сотен) количестве источников информации, широком (несколько кГц) частотном спектре сигналов от этих источников, что характерно для современной авиационной и ракетно-космической техники.

Для наглядности процесса вычисления элементов искомой последова-

тельности предлагается графо-аналитическая модель способа разложения натурального ряда чисел $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_n , которую удобнее рассмотреть на конкретном примере. Пусть задана некоторая ПИ, в которой $N = 11$ каналов, т. е. $n = 1, 2, 3, \dots, 11$. Для рассматриваемого примера выберем следующие периоды повторения команд (Таблица 1). Для данного примера, в соответствии с (7), $m = 3$.

Таблица 1 – Пример программы измерений

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
T_n	3	6	9	9	18	18	24	24	24	48	48

Для заданной группы периодов T_n можно поставить в соответствие пра-дереву графа [12] (Рисунок 2), обладающее следующими свойствами:

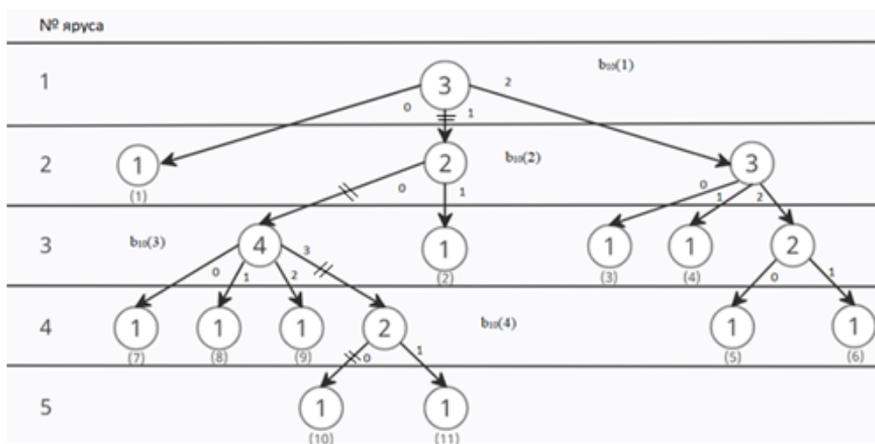


Рисунок 2 – Прадерево графа для программы из таблицы 1

- а) вершине дерева присвоено значение $m = 3$;
- б) конечным узлам дерева присвоено значение 1;
- в) остальным узлам дерева присвоены такие целочисленные значения, что двигаясь по некоторому выбранному пути от вершины к конечному узлу и перемножая значения, присвоенные узлам, расположенным на пути, обязательно получим, пройдя весь путь, величину, равную одному из периодов T_n ;
- г) количество ветвей, исходящих из узла $b > 1$, равно b . Для этого узла все исходящие ветви пронумерованы от 0 до $b - 1$;
- д) конечные узлы (или пути) можно распределить между каналами так, чтобы на одном конечном узле располагался только один канал, а значение пути (произведение значений узлов, расположенных на пути) равнялось периоду опроса этого канала.

Значение C_n для выбранного n -го канала, а, следовательно, n -го пути определяются формулой:

$$C_n = B_{n_{(1)}} + b_{n_{(1)}}(B_{n_{(2)}}) + b_{n_{(2)}}(B_{n_{(3)}}) + \dots + b_{n_{(1)}}(B_{n_{(i-2)}}) + b_{n_{(i-2)}}(B_{n_{(i-1)}}), \quad (8)$$

где i – ярус, на котором располагается конечный узел n -го пути;
 $B_{n(k)}$ – номер ветви, принадлежащей n -му пути, исходящий из узла, расположенного на k -ом ярусе, $k = 1, 2, 3, \dots, i-1$;
 $b_{n(k)}$ – значение этого узла, $k = 1, 2, 3, \dots, i-2$.

Например, для выделенного десятого пути (Рисунок 2):

$$C_{10} = B_{10}(1) + b_{10}(1) \times (B_{10}(2) + b_{10}(2) \times (B_{10}(3) + b_{10}(3) \times B_{10}(4))) = \\ = 1 + 3(0 + 2(3 + 4 \times 0)) = 19,$$

$$\begin{array}{ll} b_{10}(1) = 3 & B_{10}(1) = 1 \\ b_{10}(2) = 2 & B_{10}(2) = 0 \\ b_{10}(3) = 4 & B_{10}(3) = 3 \\ b_{10}(4) = 2 & B_{10}(4) = 0 \end{array}$$

Граф на рисунке 2 отражает процесс разбиения натурального ряда чисел $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_n , $n = 1, 2, \dots, 11$.

Действительно, на первом ярусе расположен единственный узел со значением $m = 3$, из которого исходят три ветви. Это означает, что ряд $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ разбивается на три класса вычетов по модулю 3, т.е. на числа вида:

- 1 класс $E_0 = 0 + 3i$ (отдаётся первому каналу, $C_1 = 0$);
- 2 класс $E_1 = 1 + 3i$, $i = 0, 1, 2, \dots$;
- 3 класс $E_2 = 2 + 3i$.

Первый класс отдаётся каналу $n1$, имеющему $T_1 = 3$. Два оставшихся используются для дальнейшего разбиения. На втором ярусе ветвь $n1$ разбивается на 2 класса вычетов, т. е. на числа вида:

$$1 + 3(0 + 2i) = 1 + 6i, i = 0, 1, 2, \dots; \\ E = 1 + 3(1 + 2i) = 4 + 6i \text{ (отдаётся второму каналу, } C_2 = 4).$$

Числа вида E отдаются каналу $n2$, имеющему $T_2 = 6$. Процедура разбиения продолжается до тех пор, пока не будут определены величины C_n для всех измерительных каналов.

В общем случае, если для некоторого набора T_n , $n = 1, 2, \dots, N$) невозможно построить граф с вышеприведёнными свойствами, то это означает, что ряд $j = 0, 1, 2, \dots$ невозможно разбить на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_n .

Действительно, если условие (6) выполняется, то возможно равномерное размещение команд опроса каналов без наложения в ряду $j = 0, 1, 2, \dots$

При этом команды опроса n -го канала ($n = 1, 2, \dots, N$) занимают в ряду $j = 0, 1, 2, \dots$ позиции:

$$\Psi_{n(i)} = C_n + iT_n, \tag{9}$$

где $i = 0, 1, 2, \dots$, и условие отсутствия наложения имеет вид:

$$\Psi_{k(j)} \neq \Psi_{n(i)} \begin{cases} k, n = 1, 2, \dots, N; \\ k \neq n; i, j = 1, 2, \dots \end{cases} \tag{10}$$

По определению ряды чисел $\Psi_{n(i)}$, $\Psi_{k(j)}$ представляют собой классы вычетов по модулю T_n , а условие (10) говорит о том, что классы k и n не пересекаются. Из этого следует, что возможна и графическая интерпретация разбиения ряда $j = 0, 1, 2, \dots$ на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_n , т.е. граф

существует.

С другой стороны, раз граф существует, то это означает, что возможно разбиение ряда $j = 0, 1, 2, \dots$ на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_n . При этом для каналов, имеющих значения C_n ($n = 1, 2, \dots, N$), вычисленные по формуле (8), команды опроса будут располагаться равномерно, в соответствии с заданными периодами повторений и без наложений в ряду $j = 0, 1, 2, \dots$, следовательно, будет выполняться условие (6).

При дальнейшем исследовании графов любой путь, проведённый из вершины к некоторому узлу, будем называть фазой опроса периода T , так как путь однозначно определяет фазу канала C , который мы могли бы поместить в конец пути, а тот факт, что при дальнейшем продолжении пути можно выбрать несколько ветвей, исходящих из узла, на котором закончился путь, назовём расщеплением фазы. Фазу периода T можно расщепить на b фаз периода $T^* = bT$, где $b > 0$ – целое число.

Получим ещё один дополнительный необходимый критерий существования C_n , удовлетворяющих (4а,б,в) и (6). Для этого из всех значений T_n выделим только разные по величине периоды T_1, T_2, \dots, T_p , где p – общее количество разновеликих периодов. На основании (7) запишем:

$$T_i = md_i, \begin{cases} i = 1, 2, \dots, p, \\ m \in \mathbb{N}, m > 1, \\ d_i \in \mathbb{N}, d_i > 0, \end{cases} \quad (11)$$

где \mathbb{N} – множество натуральных чисел.

Перегруппируем периоды T_i . В первую группу поместим те T_i , у которых $d_i \neq 1$ попарно взаимно просты. Если какое-либо $d_j = 1$, то период T_j также поместим в эту группу. Во вторую группу поместим все остальные T_i .

Пусть количество периодов в первой группе равно g . Согласно процедуре разбиения чисел ряда $j = 0, 1, 2, \dots$ на непересекающиеся классы вычетов по модулям T_i , на первом шаге выделяется m классов вычетов:

$$\begin{aligned} E_0 &= 0 + mi; \\ E_1 &= 1 + mi; \\ &\dots\dots\dots \\ E_m &= m - 1 + mi, \end{aligned}$$

между которыми распределяются T_i для процедуры дальнейшего разбиения. Допустим, что $g > m$. В этом случае в какой-либо класс вычетов обязательно попадут два и более периодов T_i, T_j, \dots , у которых d_i, d_j, \dots попарно взаимно просты. На втором этапе разбиения требуется числа вида $i = 0, 1, 2, \dots$ разбить на непересекающиеся классы вычетов по модулям d_i, d_j, \dots , для чего необходимо, как и на первом этапе разбиения, чтобы d_i, d_j, \dots имели общий множитель $m_1 \geq 2$, т.е.:

$$\begin{aligned} d_i &= m_1 d_i; \\ d_j &= m_1 d_j, \end{aligned}$$

что противоречит условию взаимной простоты d_i, d_j . В графической интерпретации это означает, что одну фазу с периодом m необходимо расщепить на фазы с периодом T_i, T_j . Для этого необходимо, чтобы узел расщепления имел значение $m_1 \geq 2$, а это означает, что d_i, d_j имеют общий множитель $m_1 \geq 2$, что

противоречит условию взаимной простоты d_i, d_j .

Таким образом, получаем еще один дополнительный необходимый критерий. Для равномерного размещения в соответствии с заданными периодами повторения команд опроса в ряд $j = 0, 1, 2, \dots$ без наложений необходимо, чтобы количество разновеликих, попарно взаимно простых, периодов, составляющих группу g , не превышало наибольший общий делитель – m периодов этой группы:

$$g \leq m - 3\text{-й необходимый критерий.} \quad (12).$$

Выводы

Анализ номенклатуры отечественной бортовой телеметрии показал, что программно-управляемый сбор данных является одной из наиболее востребованных характеристик современных и перспективных СБИ ЛА, определяющих уровень их информационной гибкости.

Показано, что адекватным математическим описанием задачи размещения адресов измерительных каналов программно управляемых СБИ в единый периодический ряд, в соответствии с исходными данными ПИ, служит процесс разбиения натурального ряда чисел на непересекающиеся классы вычетов по модулям заданных периодов обращения к каналу – T_n и определения остатков этих классов, представляющих начальные фазы размещения адресов.

Предложена наглядная графо-аналитическая модель процесса разбиения и рассмотрен пример ее использования для формирования конкретной программы телеизмерений.

Предложен и обоснован третий необходимый критерий корректного размещения адресов каналов в общем ряду без наложений. Для этого необходимо, чтобы количество разновеликих, попарно взаимно простых, периодов g в заданном наборе T_n не превышало наибольший общий делитель – m периодов этого набора.

Литература

1. Кошевой А.А. Телеметрические комплексы летательных аппаратов // М.: Машиностроение». 1975. 311 с.
2. Назаров А.В., Козырев Г.И. и др. Современная телеметрия в теории и на практике // СПб: Наука и Техника. 2007. 667 с.
3. Система «Пирит-РБс». Техническое описание // 2018. 40 л.
4. Мановцев А.П. Основы теории радиотелеметрии // М.: Энергия. 1973. 592 с.
5. Малогабаритная радиотелеметрическая система «ОНИКС». Руководство по эксплуатации // 2013. 48 л.
6. Бортовая телеметрическая система «Барракуда». Презентация // 2010.
7. Система ИТС «ОРБИТА IV АН5 – 01». Руководство по эксплуатации // 2012. 297 с.
8. Техническое задание на составную часть ОКР. Разработка дополнения к материалам ЭП на КВРБ в составе РН тяжелого класса «АНГРА-А5». «Бортовая радиотелеметрическая система на базе системы «Пирит-РБс» // 2018. 64 л.
9. Коврига Ю.Ю. Автоматизация проектирования программы телеметрических измерений изделий ракетно-космической техники. Автореферат диссертации

на соискание ученой степени кандидата технических наук // Самара. 2007. 16 л.

10. Кофман А. Введение в прикладную комбинаторику. Пер. с франц // М.: Наука. 1975. 480 с.
11. Бухштаб А.А. Теория чисел // М.: Просвещение. 1966. 371 с.
12. Уилсон Р. Введение в теорию графов // М.: Мир. 1977. 208 с.

УДК 05.07.00

**Анализ и перспективы роботизированных систем
для психологической поддержки экипажей КА**

Н.Н. Светушков, кандидат технических наук, доцент,
Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области
«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область,
А.А. Степанова, магистрант,
Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области
«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область,
инженер Института медико-биологических проблем РАН, г. Москва

С развитием космических программ возникает необходимость применять различные виды психологической поддержки космонавтов с целью сохранения их социальной активности и высокой работоспособности. В статье анализируются возможности использования для этих целей «социальных» роботов, проводится краткий обзор существующих моделей, и формулируются требования для компактных автономных конструкций такого рода. В качестве прототипа предлагается использовать устройства, снабжённые рукой-манипулятором и захватом, что позволяет им совершать простейшие механические действия, а также перемещаться по станции. Избыточные степени свободы позволяют роботу совершать широкий спектр движений, которые напоминают поведение домашних животных, а также могут интерпретироваться в терминах человеческих эмоций. В статье делается вывод об особой роли специализированного программного обеспечения на C-подобном языке, с помощью которого можно реализовать все поведенческие особенности социального робота.

Социальный робот, психологическая поддержка, конструктивные особенности, космический полет.

**Analysis and perspectives of robotic systems for psychological support
of spacecraft crews**

N.N. Svetushkov, candidate of technical sciences, associate professor,
State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region,
A.A. Stepanova, master's student,
State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region

«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union, pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region, engineer of the Institute of Biomedical Problems of the Russian Academy of Sciences, Moscow city

With the development of space programs, it becomes necessary to apply various types of psychological support to cosmonauts in order to maintain their social activity and high performance. The article analyzes the possibilities of using «social» robots for these purposes, provides a brief review of existing models and formulates requirements for compact autonomous structures of this kind. As a prototype, it is proposed to use devices equipped with a manipulator arm and a gripper, which allows them to perform the simplest mechanical actions, as well as move around the station. Excessive degrees of freedom allow the robot to perform a wide range of movements that resemble pet behavior and can also be interpreted in terms of human emotions. The article concludes about the special role of specialized software in the C-like language, with which it is possible to implement all the behavioral features of a social robot.

Social robot, psychological support, design features, space flight.

Введение

Методы психологической поддержки космонавтов представляют собой комплекс мероприятий для обеспечения стабильной, комфортной атмосферы в коллективе, снижения уровня конфликтности и в конечном итоге – повышения работоспособности всех членов экипажа. На текущий момент в мире применяется достаточно широкий набор разнообразных видов психологической помощи, включая возможность дистанционного общения с родными, получение от них посылок и подарков, просмотр любимых фильмов и сериалов, прослушивание классической или рок музыки, медитативное отключение от реальности, включая возможность перемещения в виртуальные миры с помощью очков виртуальной реальности и др. Однако классические подходы не всегда дают желаемые результаты и специалисты-психологи продолжают поиск новых методов, которые базируются, в том числе, и на более широком применении различных робототехнических устройств. Такого рода устройства способны передавать специализированную аудио и видео- информацию, выступать в качестве помощника при выполнении какого-либо задания, выполнять функции и быть частью коммуникативной среды в команде и т.д.

Бурный рост различных интерактивных технологий и связанное с этим применение робототехнических устройств, находят широкое применение в различных сферах деятельности, не только для экипажей КА, и позволяют использовать методы когнитивно-психологической терапии для людей, чья работа связана с повышенным уровнем стресса, а также с целью восстановления.

В связи с этим в литературе появился даже специальный термин для идентификации такого рода устройств – «социальные роботы» [1]. Под этим термином подразумеваются все механизмы, которые способны в автономном или

полуавтономном режиме взаимодействовать или «общаться» с людьми, и которые могут находиться, в том числе, и в общественных местах. Проведенные исследования показали, что возможно получение ряда положительных эффектов от осуществления мини-роботом социальных функций в длительном космическом полете – уменьшения чувства одиночества, повышению уровня социализации и поведенческой активности.

В литературе, посвящённой исследованию взаимодействия человека и социального робота [2], показано, что эффективная коммуникация возможна лишь при правильном выборе поведенческой модели робота. Некоторые исследователи уже придумали новый термин «робототерапия», чтобы описать различные способы использования социальных роботов для помощи нуждающимся людям, включая специализированных роботов для помощи детям, взрослым или пожилым людям с когнитивными, социальными или физическими проблемами.

Краткий обзор существующих решений

Ниже приведены примеры некоторых роботов, которые в настоящее время в различной степени могут обеспечивать функцию психологической поддержки членов экипажа.

CIMON (Crew Interactive Mobile Companion) – это мобильное и автономное робототехническое устройство, выполненное в форме шара, весом 5 кг, предназначенное для поддержки космонавтов в выполнении их повседневных задач на международной космической станции (МКС) (рис. 1).

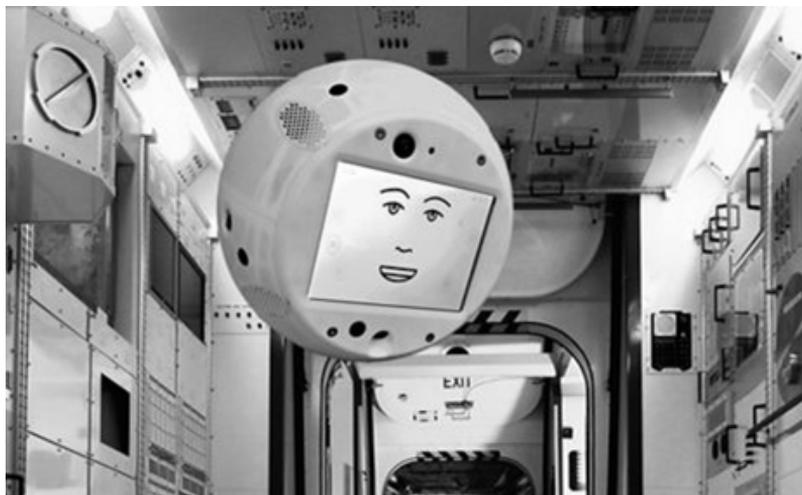


Рисунок 1 – Робот CIMON

Робот может свободно перемещаться по МКС, а для «общения» используются технология Watson AI из облака IBM, основанная на элементах искусственного интеллекта. Робот CIMON призван создать ощущение общения с товарищем по команде: он может отвечать на вопросы, фотографировать и снимать видео, отображать и объяснять информацию для экспериментов или ремонта, и

даже осуществлять поиск некоторых объектов. Корпус робота CIMON напечатан на 3D принтере [3].

ASTROBEE – робот, который внешне представляет собой куб с длиной стороны 32 сантиметра (рис. 2), внутри которого расположена миниатюрная реактивная система, позволяющая роботу перемещаться по кораблю. Компьютерная система управления робота обеспечивает выброс струи воздуха из форсунок, расположенных на всех гранях куба, в направлении, противоположном намеченному маршруту, поэтому робот может передвигаться в любом направлении. Основная задача робота помощь космонавтам в выполнении ряда текущих рутинных задач.

В корпусе робота размещено большое количество сенсоров, контрольные системы, тачскрин и несколько дополнительных свободных разъемов для добавления необходимого аппаратного обеспечения, включая руку-манипулятор. У Astrobee есть главная навигационная камера с полем зрения в 116° и HD-камера с автофокусом, которая способна передавать информацию с МКС на Землю в режиме реального времени.

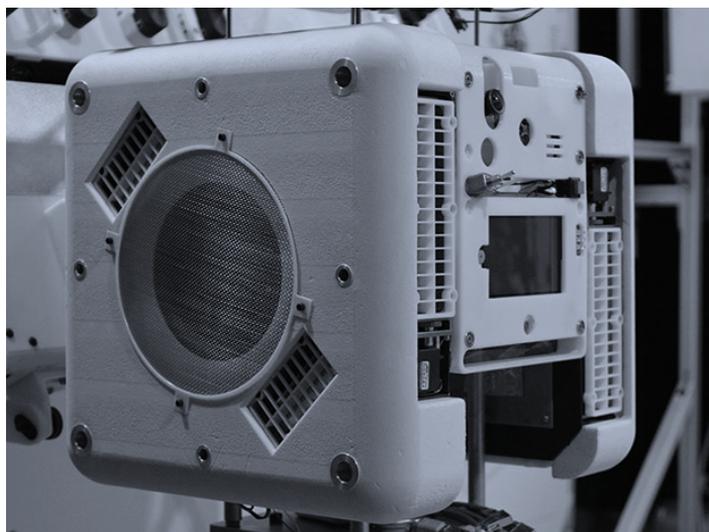


Рисунок 2 – Робот ASTROBEE

Для выполнения ряда операций для робота был создан специальный манипулятор, который большую часть времени находится в сложенном состоянии, но при необходимости может быть активирован и использован. С помощью встроенной камеры робот распознает доступные ему объекты, которые он также может перемещать с помощью руки-манипулятора. Также при помощи манипулятора Astrobee способен двигаться по всему пространству станции. В этом случае значительно экономится заряд аккумулятора: если использовать для перемещения исключительно манипулятор, а реактивную систему отключить, то расход энергии снижается на 80% [4].

AIDO – новый тип персонального робота, который может быть использован в качестве домашнего – он может выдавать различные подсказки и сообщения, а также его можно использовать в качестве развлечения и для интеграции в систему домашней автоматизации, или обеспечивать с его помощью безопасность проживания и многое другое (рис. 3).

Aido осуществляет перемещение за счёт единственной опоры, выполненной в виде шара, которая предоставляет достаточную мобильность и возможность передвигаться по помещению во всех направлениях. Aido оснащён встроенной системой распознавания объектов, которая обеспечивает возможность обхода препятствий, а литиевая батарея имеет ёмкость, достаточную для 8 часов автономной работы, включая 2 часа мобильности (движения).



Рисунок 3 – Робот AIDO

Верхняя половина корпуса робота выполнена в виде отделяемого блока, и «Aide tabletop» может оставаться неподвижной на столе. Управляют функциями Aido три процессорных блока – два четырехядерных и двухядерный. Высота робота – 914 мм, вес – 8 кг. Aido функционирует на ОС Android и Linux, доступны все приложения Android, в том числе специализированные – House Maintenance, Kitchen Assistant, Medication and Health [5].

ЛВО – это небольшой настольный переносной робот высотой 28 см (рис. 4). Отличительной особенностью данной конструкции является возможность осуществлять движение корпусом, которые можно интерпретировать с точки зрения его эмоционального состояния. Кроме этого робот имеет жидкокристаллический сенсорный HD дисплей и две цветных стереокамеры.



Рисунок 4 – Робот JIBO

Робота можно запрограммировать, что и когда нужно делать, что отвечать и какие эмоции передать собеседнику (движениями, интонацией или картинкой). Jibo умеет слушать и оснащён системой обучения. Кроме этого, здесь встроена система распознавания лиц и голоса, что даёт возможность роботу адаптироваться к привычкам контактирующего с ним человека, в соответствии с которыми может меняться и его поведение. Робот Jibo может быть подключен к смартфону, планшету или домашнему компьютеру и, соответственно, может уведомлять о пришедших сообщениях, причем именно того получателя, которому они предназначены. Робот имеет три степени свободы, учитывая вращение головы (сам робот самостоятельно не передвигается). Подбирая для робота комбинации эмоциональных и звуковых эффектов, можно имитировать практически все эмоции, доступные человеку. Для настройки робота используется приложение Jibo Commander [6].

Конструктивные подходы и требования к социальным роботам

В эксперименте по имитации космического полета в международной программе SIRIUS (научное исследование в уникальном наземном комплексе) психологами института медико-биологических проблем РАН (ИМБП) перед испытуемыми была поставлена задача определить какими функциональными особенностями должен быть наделен робот с функциями психологической поддержки космонавтов. В рамках проекта SIRIUS (организаторы NASA Human Research Program и ИМБП) моделируются длительные пилотируемые космические полеты с целью изучения проблем, связанных с изоляцией и ограничением пространства

человека. Это включает в себя изучение медико-биологических и психологических проблем, которые могут возникнуть в длительных полётах. Один из соавторов данной статьи учитывал личный опыт участия в четырехмесячном изоляционном эксперименте SIRIUS19 при анализе и разработке нового вида психологической поддержки. Проект планируется проводить в течение нескольких лет в Наземном медико-технологическом экспериментальном комплексе ИМБП, расположенном в Москве (Россия).

Исходя из имеющегося богатого опыта психологической поддержки и исследований когнитивной психологии малых групп в экстремальных условиях специалистами ИМБП были определены средства поддержания психологического здоровья во время космических полётов и изоляционных экспериментов. До последнего времени структура психологической поддержки в длительных космических полётах основывалась на компенсации у космонавта сенсорной депривации (отсутствии тактильных ощущений) и монотонии за счёт, преимущественно, визуальных стимулов (фильмы, книги, новостные видеопрограммы, фото, картины и пр.). Однако опыт психологического сопровождения длительных космических полетов указывает на то, что часть космонавтов явно предпочитают аудиальную стимуляцию – музыку, аудиокниги. Потребность в этом может возрасти в связи с большой нагрузкой на зрительный анализатор в ходе выполнения полетной программы (операторская деятельность, наблюдение и пр.), однообразным набором аудиальных стимулов, преимущественно вызванных достаточно высоким уровнем шума на МКС, что требует применения активных систем шумоподавления. С точки зрения эргономики, в случае повышенных нагрузок на зрительный анализатор и высокой занятости оператора предпочтительно часть информирующих сигналов передавать по аудио каналу, используя его же для осуществления дополнительных управляющих действий (голосовое управление). Разработанные к настоящему времени голосовые помощники используют для донесения до потребителя информации синтетическую речь. Представляется весьма вероятным, что в условиях снижения сенсорной активности и монотонии расширение спектра внешних стимулов за счет аудиальной информации по запросу – составляет существенный резерв психологической поддержки нового поколения.

Другим немаловажным фактором, обеспечивающим психологическую поддержку космонавтов с помощью робототехнических устройств, является разработка специализированных роботов, поведенческие особенности которых в некоторой степени схожи с домашними животными. Например, создание манипулятора с избыточным количеством степеней свободы позволяет программировать его перемещение из одного положения в другое различными способами, что визуально создаёт эффект «живого существа». Такой поведенческий характер роботизированных устройств обеспечивается и конструктивными и программными средствами. При проектировании такого рода устройств необходимо решить довольно сложную задачу – уже в конструкции должны быть предусмотрены различные возможности по проявлению в некотором смысле «интеллектуаль-

ных» возможностей устройства, а с другой стороны – разработка специализированного программного обеспечения, позволяющего функционально обеспечить задуманную поведенческую концепцию в автономном режиме.

Рассмотрим более подробно конструктивные элементы можно включить или наоборот отказаться от их использования, учитывая стандартную конструкцию промышленных манипуляторов. Обычно состав манипулятора промышленного робота имеет следующую компоновку:

- 1) система уравнивания робота;
- 2) привода перемещения по осям;
- 3) система датчиков положений и скорости перемещений по осям;
- 4) система упоров и конечных выключателей;
- 5) несущие звенья.

Исходя из наших задач, система уравнивания, которая обычно предназначена для компенсации массы подвижных звеньев манипулятора при различных положениях его руки и позволяющая уменьшить мощность привода, который отвечает за движение в вертикальной плоскости, не является необходимым требованием.

Приводы перемещения по осям обеспечивают прямую связь с системой управления и механической системой и предназначены для генерирования крутящего момента и передачи его на несущие звенья. Эти приводы должны быть компактно расположены внутри конструкции робота, чтобы обеспечить достаточную гибкость манипулятора.

Система датчиков положений и скорости перемещения по осям предназначена для осуществления обратной связи между системой управления и механической системой. Это необходимо для получения информации о состоянии робота и применения адекватных действий.

В промышленной робототехнике система упоров и конечных выключателей служит для обеспечения безопасности контактирующих с ним рабочих и самой механической системы в процессе работы манипулятора. В нашей разработке данная система будет упрощена, так как подразумевается, что робот малогабаритный, выполнен из гибких конструктивных материалов и не представляет опасности для человека. Ограничение рабочей зоны промышленного робота чаще всего обеспечивается электромеханическими конечными выключателями, но для малогабаритных устройств данное условие может быть выполнено за счёт конструктивных ограничений собственно механизма перемещения. Дело в том, что манипуляторы, использующиеся на производстве, как правило, предназначены для перемещения тяжёлых объектов. Они выполнены из стали и работают на базе мощных пневматических систем, делающих их сильными и быстрыми, но совсем не деликатными. Контакт манипулятора такого робота с человеком в момент работы чаще всего влечёт плачевные последствия для сотрудника, а возможность какой-либо коллаборации между ними в большинстве случаев исключается. Для коллаборативной робототехники, созданной специально для взаимодействия с людьми, необходимо мягкое, тактильно чувствительное решение.

Такие роботы легко управляются, абсолютно безопасны для людей и могут использовать несколько режимов совместной работы. Для обеспечения безопасного контакта с людьми были введены определённые ограничения в части мощности и максимального усилия, а также за счет встроенных систем безопасности или систем управления. Обычно коллаборативные роботы изготавливаются из лёгких материалов, имеют меньшую мощность усилия и меньший крутящий момент в суставах и могут также иметь мягкие накладки или покрытия, предотвращающие травматизм при непосредственном контакте с людьми.

Коллаборативный робот, например, от производителей Кука может контролироваться лазерами, зрительными системами или другими датчиками для того, чтобы уменьшить или устранить преграды при работе людей рядом с роботами (рис. 5).



Рисунок 5 – Коллаборативный робот KUKA

Коллаборативные роботы имеют модульную структуру, достаточно просто программируются и могут быть сконфигурированы под требуемую задачу. Поэтому в качестве прототипа могут быть взяты при разработке сложных многоцелевых робототехнических устройств.

Однако, с точки зрения компактности расположения управляющих сервоприводов, их размеров, а также размеров несущих сочленяемых компонентов, которые должны перемещать не только полезную нагрузку, но и собственно сервоприводы, их применение на орбитальной станции достаточно проблематично.

Компактный и малогабаритный робот манипулятор EEZYbotARM, созданный Карло Франсисконэ – яркий пример небольшого, а главное доступного и надёжного робототехнического устройства (рис. 6), имеющего достаточно широкие функциональные возможности.

Для работы с роботом и с его программным обеспечением требуются всего лишь простые навыки обычного пользователя. Если необходимо, можно вруч-

ную переместить захват робота в нужное положение и позволить ему запомнить новое движение. Такая функция прямого обучения позволяет даже неопытным пользователям заставить робота выполнять задание. Расположенные на корпусе робота модуль ввода-вывода и гнездо EtherCAT позволяют легко подключить захват, оптический датчик и другие.

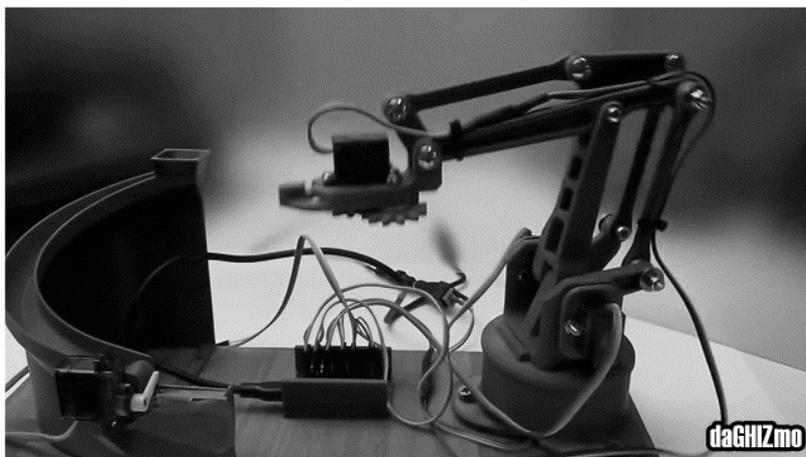


Рисунок 6 – Робот EEZYbotARM

В МГОТУ на этапе конструкторской разработки и создания программного обеспечения находится прототип робота-манипулятора, который может быть в дальнейшем использован не только в качестве устройства для психологической поддержки членов экипажа КА, но и как игровая конструкция для домашнего развлечения. Основные требования, которые предъявляются к такого рода устройствам могут быть сформулированы следующим образом:

- 1) Минимальный вес конструкции и компактность устройства
- 2) Возможность демонстрации разнообразной аудио- и видеоинформации
- 3) Конструкция робота должна быть достаточно хрупкой, чтобы не допустить нанесения какого-либо вреда человеку и другим приборам
- 4) Конструкция должна иметь достаточные силовые характеристики, чтобы обеспечить возможность перемещения устройства в пространстве с помощью руки-манипулятора в условиях космической станции
- 5) Возможность в автономном режиме осуществлять простейшие операции: найти и взять предмет, переместить в другое место, поднять, опустить, перевернуть и др.
- 6) Наличие пространственных датчиков расстояния для осуществления самостоятельного перемещения захвата манипулятора
- 7) Конструктивные возможности для эмоциональной интерпретации поведенческой активности робота

8) Избыточность степеней свободы для обеспечения условий более разнообразного перемещения захвата, что обеспечивает определённую непредсказуемость движения и не утомляет внешнего наблюдателя

9) Обеспечить мягкий тактильный контакт с предметом при его захвате, включая возможность ограничить максимальное усилие

10) Движения манипулятора должны быть плавными, с изменением скорости перемещения и не вызывать тревожных ощущений или скуки у стороннего наблюдателя (достигается за счет разработки специализированного программного обеспечения, ответственного за перемещение захвата).

В работе анализируются конструкционные возможности предлагаемого роботизированного не промышленного манипулятора проявить свою поведенческую индивидуальность в процессе выполнения однообразных повторяющихся действий. Для этого подходит шести-координатная модель робота, позволяющая роботу совершать вращательное движение относительно основной оси, а также поднимать, опускать и вытягивать штангу манипулятора. На конце манипулятора должен находиться управляемый захват, который также можно поворачивать вверх-вниз и влево-вправо. Захватные механизмы бывают различными, от простейших – пневматических или электромагнитных, удерживающих деталь вакуумом или магнитным полем, до сложных роборук с электромеханическим или гидравлическим приводом, а также всевозможных специальных инструментов – закручивающих, сварочных, режущих и т.д. Предполагается, что робот в дальнейшем будет использован электромеханический захват.

В качестве базовой была выбрана конструкция робота-манипулятора, показанная на рисунке 6, как в силу своей компактности, так и возможности выполнять простейшие действия с помощью имеющегося захвата. Конструкция позволяет разместить основные управляющие сервоприводы на поворотной платформе, что также обеспечивает простоту конструктивной реализации и небольшой вес собственно манипулятора. Несущие штанги, управляемые с помощью сервоприводов, могут быть выполнены из достаточно хрупкого пластика, чтобы обезопасить экипаж и сделать практически невозможным произвести какие-либо повреждения другого оборудования на станции.

Кроме этого, желательно, чтобы манипулятор был оснащен датчиками расстояния: направленным ультразвуковым датчиком и двумя широкоугольными инфракрасными датчиками расстояния типа «рыбий глаз». Наличие у манипулятора нескольких сервоприводов, управляющих перемещением захвата, позволяет программировать различные способы движения в достаточно широком диапазоне.

Немаловажным преимуществом данной схемы является возможность перемещения манипулятора в полном трехкоординатном пространстве, что позволяет точно позиционировать захват программным способом, включая возможность использовать датчики расстояния. Как уже было сказано ранее, в отличие от промышленных манипуляторов, сервоприводы расположены здесь компактно на вращающейся платформе, а не на местах сочленений отдельных элементов,

что конструктивно является более рациональным решением по сравнению с коллаборативными роботами. Предлагаемая механическая система обеспечивает все требуемые виды движений в рабочей области, а также обладает необходимой жёсткостью для использования манипулятора в качестве механизма перемещения аппарата по станции в условиях космического полета.

Система управления роботом должна обеспечивать программирование или обучение, хранение в памяти и воспроизведение программы технологических операций – выдачу управляющих сигналов для механической системы, обеспечивающих выполнение этих операций.

В настоящее время наиболее распространенной открытой платформой для создания программируемых робототехнических устройств является платформа Arduino. Данная платформа позволяет использовать для программирования C подобный язык, важнейшим преимуществом которого является возможность создавать пользовательские классы, с помощью которых возможно написание специализированного языка для обеспечения «интеллектуального» поведения технической системы. Другими словами, в настоящее время доступные технические и программные средства для создания простейших устройств, поведение которых может положительно повлиять на психоэмоциональный настрой космонавтов в условиях длительной работы на борту космической станции. Если раньше роботы выполняли только повторяющиеся рутинные задачи по программе, то сейчас они могут взаимодействовать с человеком, окружающей обстановкой, в определенной мере понимать жесты и т.д., что реализуется программными средствами и алгоритмическими процедурами. Адаптивное управление обеспечивается за счет показаний датчиков. Сигналы, передаваемые датчиками, анализируются и в зависимости от результатов принимается решение о дальнейших действиях, переходе к следующей стадии действий и т.д.

Ниже на рисунке 7 представлена созданная в «МГОТУ» конструкция робота-манипулятора, имеющая шесть сервоприводов и три датчика расстояния – один узконаправленный ультразвуковой и два широкоугольных типа «рыбий глаз». Четыре привода размещены на поворотной платформе и обеспечивают перемещение захвата в пространстве и поворот в вертикальной плоскости собственно захвата – головки манипулятора. Два других сервомотора находятся в головке и обеспечивают захват предмета и поворот головки в горизонтальной плоскости.



Рисунок 7 – Игровой робот-манипулятор

Таким образом, конструкция имеет большую гибкость по сравнению с прототипом, а также возможность идентифицировать объекты, находящиеся в непосредственной близости к захвату и менять своё поведение в зависимости от окружающей обстановки (реализуется программным способом). Дополнительные степени свободы обеспечили большую антропоморфную схожесть манипулятора (поворот захватывающей головки вверх-вниз и влево-вправо), и большее разнообразие в его поведенческой активности.

В настоящее время в университете идёт разработка специализированного программного обеспечения для платформы Arduino, с помощью которой предполагается обеспечить управление манипулятором, для того, чтобы в поведении робота наблюдатель мог распознать эмоциональную составляющую – «удивление», «заинтересованность», «испуг», «радость» и др.

Заключение

В настоящее время на МКС тестируются роботы, которые могут визуально «общаться» с членами экипажа посредством экрана или подавая определённые аудио сигналы, которые также могут в некотором смысле выражать «эмоциональное» состояние робота. Однако человеческое восприятие внешнего окружения имеет более сложную организацию, и складывается не только от принятия определённых аудио- и видеосигналов от объекта, но и основано на анализе его поведенческих особенностей, которые в некотором смысле подтверждают или опровергают получаемую вербальную информацию. Поэтому, например, перемещение робота в пространстве в виде простого движения по прямой с постоянной скоростью сразу раскрывает его механическую, т.е. «неживую», природу. Недаром достаточно большое количество литературы посвящено поведенческим особенностям человека в социуме, и использовать данную особенность че-

ловеческого организма с целью обеспечения для него более комфортных условий существования вне земных условий, представляется актуальной задачей.

В связи с этим разработка комплекса программно-аппаратных средств для обеспечения психологической поддержки космонавтов на орбите с использованием жестов, перемещений и элементов речевого общения является актуальным решением для помощи космонавтам, а также перспективным направлением развития автономных технологий для длительных космических полётов и освоения Луны и Марса.

Литература

1. Социальный робот [Электронный ресурс]. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%BE%D1%86%D0%B8%D0%B0%D0%BB%D1%8C%D0%BD%D1%8B%D0%B9_%D1%80%D0%BE%D0%B1%D0%BE%D1%82 (дата обращения: 20.09.2019).
2. Богачева Р.А., Супотницкий А.Н. Первые шаги и перспективы развития коммуникации и психологической поддержки космонавтов при помощи социальных роботов // Гуманитарная информатика. 2015. № 9. DOI 10.17223/23046082/9/1=0.
3. Airbus is developing the CIMON astronaut assistance system for the DLR Space Administration [Электронный ресурс]. URL: <https://www.airbus.com/newsroom/press-releases/en/2018/02/hello--i-am-cimon-.html> (дата обращения 20.09.2019).
4. Робот Astrobee поможет астронавтам на МКС [Электронный ресурс]. URL: <https://habr.com/ru/post/401509/> (дата обращения: 20.09.2019).
5. Aido Robot – ваш дружелюбный робот Smart Home Hub [Электронный ресурс]. URL: <https://robroy.ru/aido-robot-vash-druzhelyubnyij-robot-smart-home-hub.html> (дата обращения: 20.09.2019).
6. JIBO. Первый в мире социальный робот для дома [Электронный ресурс]. URL: <https://chipgifts.ru/jibo> (дата обращения: 20.09.2019).

УДК 004.04

Оптимизация самоподобного трафика инфокоммуникационной системы

Т.С. Аббасова, кандидат технических наук, доцент,

А.А. Ганюшин, магистр,

Ю.Н. Ганюшина, магистр,

Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области

«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область

Проанализированы характеристики трафика беспроводной инфокоммуникационной системы, доказано его самоподобие. Описана система имитационного моделирования исследуемого трафика. Разработаны способы совершенствования метода пропорционального распределения пропускной способности системы на основе ON/OFF-модели трафика. Усовершенствована и расширена ON/OFF-модель трафика. Предложен метод перераспределения пропускной способности на основе расширенной ON/OFF-модели трафика на входе в критический участок беспроводной инфокоммуникационной системы.

Трафик данных, информационные ресурсы, ресурсы, беспроводные инфокоммуникационные системы, модель трафика, прогноз интенсивности.

Optimization of self-similar traffic of the infocommunication system

T.S. Abbasova, Ph.D. assistant professor,

A.A. Ganyushin, Master,

Y.N. Ganyushina, Master,

State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region

The characteristics of the traffic of the wireless infocommunication system are analyzed, and its self-similarity is proved. The system of simulation modeling of the investigated traffic is described. Methods for improving the method of proportional distribution of the system throughput based on the ON / OFF traffic model have been developed. The ON / OFF traffic model has been improved and expanded. A method of bandwidth redistribution based on an extended ON / OFF traffic model at the entrance to a critical section of a wireless infocommunication system is proposed.

Data traffic, information resources, resources, wireless infocommunication systems, traffic model, intensity forecast.

Одной из самых популярных моделей, которую можно встретить в литературе для трафика данных с выраженными фрактальными свойствами, является ON/OFF-модель [3, С.12].

Традиционная ON/OFF-модель формирует процесс, который может принимать два состояния: 0 или 1. Основные недостатки такой модели: не учитывается тот факт, что в периоды активности каждого отдельного источника трафика передача пакетов осуществляется группами, также не учитываются особенности беспроводных инфокоммуникационных систем [3, С.14].

Таким образом, задача совершенствования данной модели для беспроводных инфокоммуникационных систем, имеющих трафик данных с выраженными фрактальными свойствами, является актуальной.

Целью исследования является анализ метода перераспределения пропускной способности на основе совершенствования ON/OFF-модели трафика с целью использования в беспроводных инфокоммуникационных системах.

Результаты исследования

Проанализированы методы проверки трафика на соответствие самоподобию, которое свидетельствует о выраженных фрактальных свойствах.

Долгое время считалось, что природа трафика данных в инфокоммуникационных системах соответствует Пуассоновскому процессу. Основная задача анализа и оптимизации характерного для современных систем интегрального трафика в инфокоммуникационных системах сводится к вычислению функционала от пропускной способности канала множественного доступа, входной интегральной нагрузки, параметров многомерных очередей и показателей качества обслуживания для каждого пользователя и каждого класса качества обслуживания.

Учитываются основные особенности реалистических моделей интегрального обслуживания в инфокоммуникационных системах:

- многомерность модели системы массового обслуживания (СМО);
- неоднородность входных нагрузок;
- учет повторной нагрузки (переспросов);
- приоритетное обслуживание;
- дифференциация качества обслуживания;
- управление качеством обслуживания;
- управление распределением полосы;
- вложение моделей очередей запросов в модели очередей пакетов данных;
- неопустошающие дисциплины обслуживания;
- ограниченные емкости очередей;
- параметры внешней среды (ошибки), реальные системные параметры протоколов.

В инфокоммуникационных системах необходимо организовать управление распределением полосы. Условием успеха является сложное событие – правильная адресация единицы данных i -й станцией и отсутствие ошибок адресации остальных станций (т.е. условие исключения «шумовых» коллизий).

Каждый пользователь, бронируя определенные ресурсы полосы и варьируя свой трафик, стремится максимизировать свой выигрыш. В свою очередь, администратор сети, варьируя тарифы за ресурсы полосы и за трафик определенного k -го класса обслуживания стремится максимизировать свою «игру» с пользователями инфокоммуникационных систем. На децентрализованной (распределенной) основе обеспечивается динамическое саморегулирование входной нагрузки, распределения ресурсов полосы и параметров качества обслуживания для каждого k -го класса трафика каждого i -го пользователя.

Со временем количество исследований и измерений характеристик потока данных возросло. В результате было замечено, что не всегда поток пакетов в локальной или глобальной инфокоммуникационной системе можно моделировать с использованием Пуассоновского процесса. Множество задач, возникающих при исследовании трафика данных, пополнилось вопросом о характере процесса движения пакетов по инфокоммуникационной системе. Эта задача успешно рассматривается многими учеными ведущих Университетов и Исследовательских центров мира [3, С.13]. Первым и важным этапом этой работы стало создание модели, характеризующей поведение трафика данных. На сегодняшний день существует вывод о том, что поведение исследуемого трафика успешно моделируется при помощи так называемого самоподобного процесса. Свойство самоподобия ассоциируется с одним из типов фрактала, при изменении шкалы корреляционная структура самоподобного процесса остается неизменной.

Теория самоподобных стохастических процессов не так хорошо развита, как теория Пуассоновских процессов. Но, учитывая то, что самоподобные модели более точно характеризуют поведение сетевого потока данных, чем пуассоновские модели, важной задачей стала разработка инструментальных средств для понимания самоподобных процессов, и для синтеза искусственного трафика данных, который отражает основные характеристики этих процессов. Сегодня существует ряд таких алгоритмов [3, С.42].

Самоподобная модель процесса движения пакетов в инфокоммуникационной системе требует неоднократной проверки с использованием реальных данных, измеренных для различных коммуникаций. Исследованию должны быть подвергнуты как локальные, так и глобальные инфокоммуникационные системы. Более того, возникает очень интересный вопрос об объяснении возникновения именно свойства самоподобия трафика. Марк Кровелла и Айзер Беставрос из Бостонского Университета показывали в своих работах, что самоподобие в трафике может быть объяснено распределением размеров переданного документа, эффектом кэширования и настройках пользователя при передаче файла, человеческим фактором, а также суперпозицией множества таких передач в инфокоммуникационной системе.

Множество исследований по самоподобию трафика данных были проведены для локальных компьютерных сетей, на которых базируются инфокоммуникационные системы. Одним из первых анализ высокой точности трафика Ethernet LAN был проведен Уиллом Леландом и Даниэлем Уилсоном в 1991 году. Эти данные состояли из сотни миллионов пакетов. Далее этими же исследователями на основе той же большой выборки была проведена работа, которая устанавливает, что трафик передачи пакетов имеет самоподобные характеристики. Важность этой работы заключается в том, что получено подтверждение пред-

положения относительно неточности моделирования трафика данных при помощи использовавшегося ранее Пуассоновского распределения данных. За исследованиями локальных сетей появились разработки по анализу трафика глобальной сети, и в частности WWW. Одной из заметных работ в этой области являются исследования Марка Кровеллы и Айзера Беставроса, которые представляют собой подтверждение самоподобия в WEB-трафике. Это является очень интересным результатом, который представляет собой уже следующий шаг, а именно изучение причин проявления именно самоподобной структуры трафика данных. Основываясь на методологии, приведенной в этих работах, проведены исследования поведения трафика запросов реально существующих ресурсов исследуемой беспроводной инфокоммуникационной системы.

Для выполнения проверки свойств самоподобия исследуемого процесса применяются различные методы:

1) построение графика функции распределения для процесса из непересекающихся групп, объединяющих события исходного процесса; график строится по логарифмической шкале, и наклон линии регрессии позволяет вычислить параметр, через который выражается параметр самоподобия;

2) метод периодограммы – использует в оценке наклон спектральной функции при частоте, стремящейся к нулю;

3) метод оценки Виттла, позволяет получить доверительный интервал для параметра самоподобия, но имеет существенный недостаток в том, что вид стохастического процесса должен быть определен.

4) расчет параметра самоподобия H и дальнейшее использование полученной величины для увеличения масштаба шкалы.

Последний из перечисленных методов и был использован при получении усредненных данных для шкалы более крупного масштаба. Проведены три итерации для значений объединения данных во временных промежутках $m=5, 10, 15$ часов (рисунок 1, рисунок 2, рисунок 3).

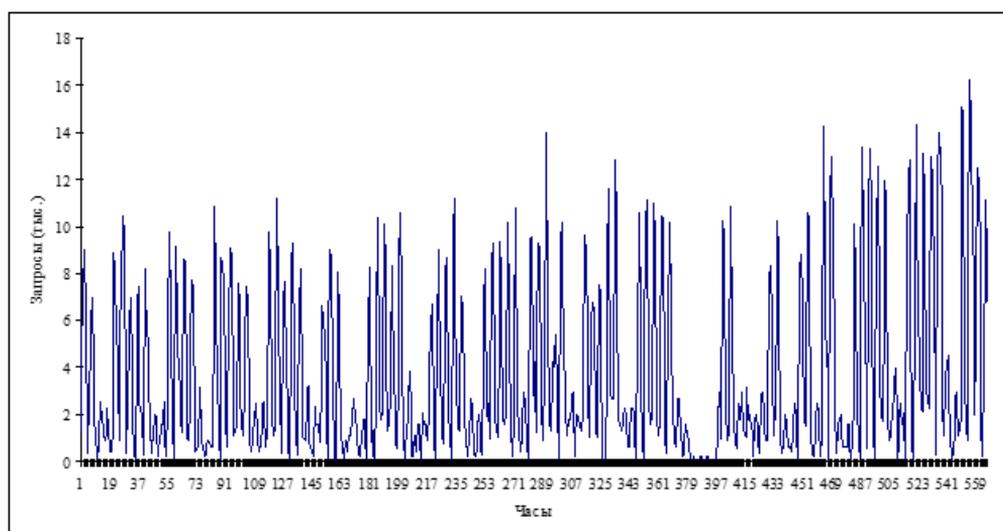


Рисунок 1 – Объединение данных по 5 часов с параметром самоподобия $H=0,93$

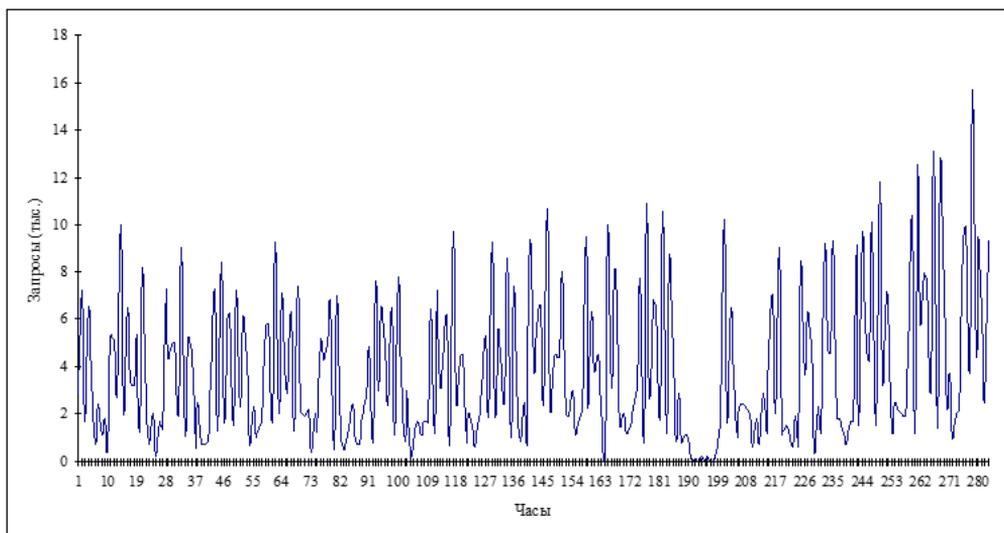


Рисунок 2 – Объединение данных по 10 часов с параметром самоподобия $H=0,93$

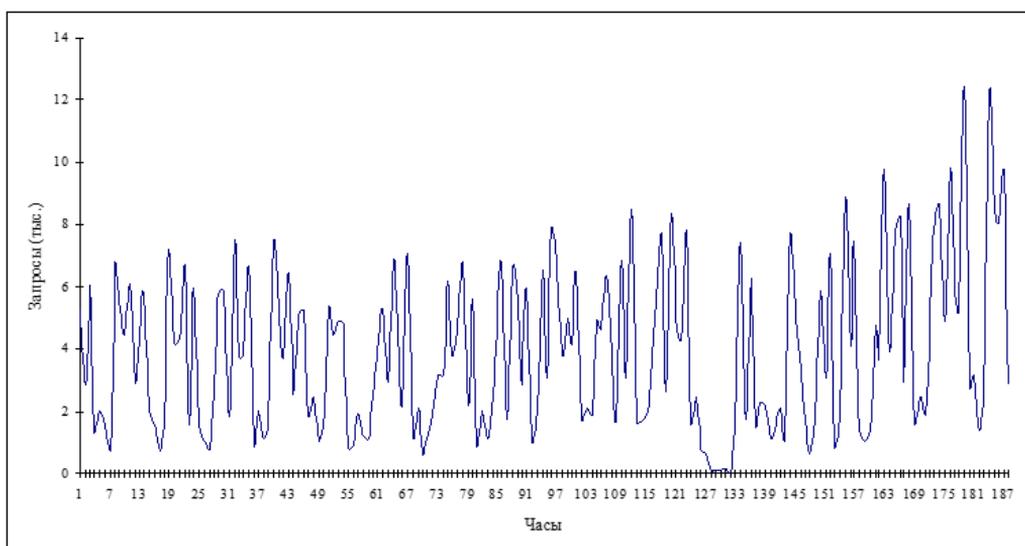


Рисунок 3 – Объединение данных по 15 часов с параметром самоподобия $H=0,93$

На основе визуального наблюдения агрегированных процессов, показанных на рисунках 1-3, сделан вывод о сохранении структуры процесса и его самоподобии.

Так как исследуемый трафик обладает фрактальными свойствами, для него можно применить расширенную ON/OFF-модель, расширение должно учитывать структуру периодов активности источника.

Для этого для j -го источника, задается разбиение интервала времени $[0, T]$ на некотором количестве периодов активности источника где j – индекс источника; i – номер интервала активности j -го источника (ON-период); $t_{j,i}(0)$ – на-

чало i -го ON-Т продолжительности равен среднему времени источника по интервалу активности (рисунок 4, рисунок 5 [4, С.70]).

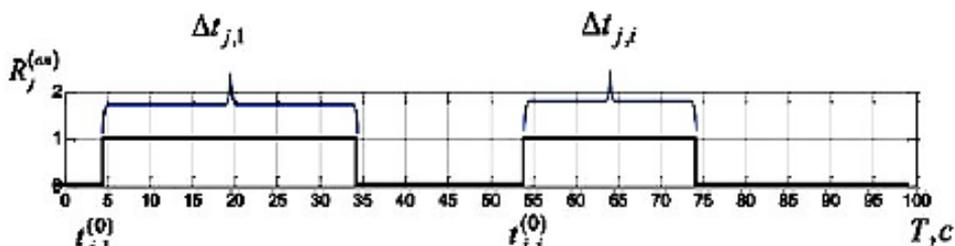


Рисунок 4 – Иерархическая структура ON / OFF-модели трафика критической участка беспроводной инфокоммуникационной системы, интервалы активности j -го источника

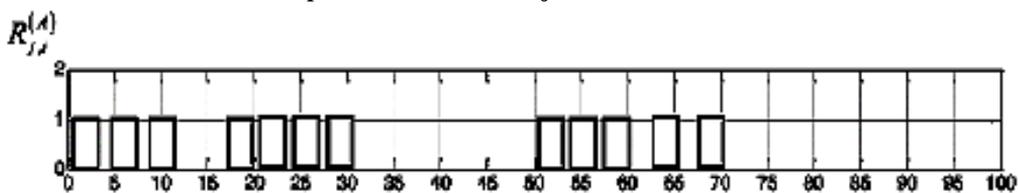


Рисунок 5 – Иерархическая структура ON / OFF-модели трафика критического участка беспроводной инфокоммуникационной системы, интервалы передачи групп пакетов в i -х интервалах активности

Такое разбиение позволяет учесть порядок прохождения групп пакетов на каждом ON-интервале данного источника, а также учитывает структуру периодов активности источника. Таким образом, в модели учитываются две из перечисленных выше причин, обуславливающих проявление свойств фрактальности трафика: поведение пользователя и генерация трафика [4, С.72].

Согласно исследованиям, потоки данных в современных инфокоммуникационных системах, в том числе и беспроводных, характеризуются высоким коэффициентом отклонения пиковых значений интенсивности. Таким образом, при объединении большого количества потоков данных, процесс не сглаживается, распределенных на временных интервалах [5, С.79].

Учитывая то, что процесс управления перегрузками обычно реализуется на основании анализа потерь пакетов при перегрузке, снижение скорости передачи не всегда оправданной мерой. В результате пропускная способность соединения используется не в полной мере. Учитывая то, что трафик на входе критической участка беспроводной инфокоммуникационной системы может иметь свойство фрактальности и может быть прогнозируемым за счет корреляционной зависимости, характерной для фрактальных процессов, это свойство можно использовать для прогнозирования необходимой для передачи размера полосы пропускания [1, С.56].

Таким образом, для разработки метода перераспределения пропускной способности критической участка беспроводной инфокоммуникационной систе-

мы необходимо разработать метод прогнозирования изменения интенсивности трафика и метод перераспределения пропускной способности.

Однако, необходимо учитывать, что при работе инфокоммуникационной системы в нормальном режиме служебный трафик занимает 5-10% общей пропускной способности, а при динамическом изменении топологии, при образовании в беспроводной инфокоммуникационной системе передачи данных сегментов, которые являются критическими участками, служебный трафик может занимать 80 и более процентов общей пропускной способности на данном участке (рисунок 6, рисунок 7) [4, С.71].

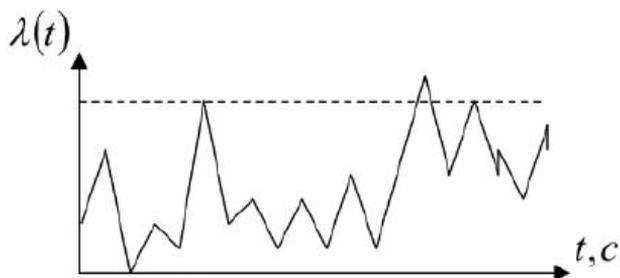


Рисунок 6 – Иллюстрация принципа динамического изменения пропускной способности на основе прогнозирования интенсивности трафика, статическое задание пропускной способности

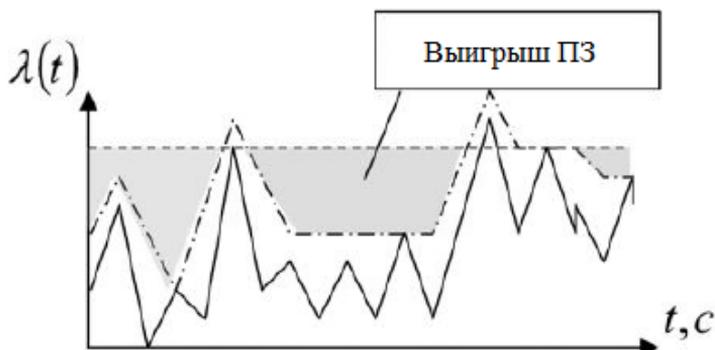


Рисунок 7 – Иллюстрация принципа динамического изменения пропускной способности на основе прогнозирования интенсивности трафика, динамическое задание пропускной способности

Это приводит к снижению скорости передачи пакетов информационного трафика, их потерям, а, следовательно, и к увеличению времени передачи данных. Следовательно, возникает необходимость перераспределения пропускной способности на критическом участке между потоками служебного и информационного трафика таким образом, чтобы обеспечить и передачу пакетов информационного трафика, и работу инфокоммуникационной системы в условиях изменения ее структуры и состава.

Поиск доступного размера полосы пропускания для каждого соединения осуществляется с помощью методов, основанных на обратной связи между ис-

точником и потребителем. Протоколы с помощью алгоритмов, основанных на этих методах, определяют точку распределения на основе отвержения пакетов при превышении потоком доступной пропускной способности.

Для уменьшения времени передачи данных и установки максимального размера плавающего окна, при проявлении трафиком свойств фрактальности, возможно использование прогнозирования на основе предложенной ON/OFF модели.

Предложенный метод предполагает определение точки распределения на основе прогнозирования значений интенсивности на основе прогнозирования суммарного информационного трафика с помощью разработанной ON/OFF-модели. Это позволяет определить максимальные значения интенсивности информационного трафика на интервале прогнозирования. Для этого проводится анализ статистических характеристик входных потоков и их проверка на наличие свойств фрактальности.

Если значение показателя Херста указывает на фрактальность трафика ($0,75 < H < 1$), то проводится прогнозирование с помощью усовершенствованной ON/OFF-модели трафика на входе критической области.

В противном случае, точка распределения определяется по среднему значению служебного трафика и информационного трафика или используются существующие методы поиска точки распределения [2, С.35].

Особенностью предложенного метода является отказ от приоритетности на критическом участке в определении точки распределения и пропорциональное распределение пропускной способности между потоками служебного и информационного трафика. Влиянием возможного увеличения времени задержки пакетов служебного трафика можно пренебречь, так как время реакции инфокоммуникационной системы на изменение топологии на порядок больше, чем время прохождения пакета через критическую область.

В отличие от аналогов, в разработанном методе пропорционального распределения пропускной способности на основе разработанной ON/OFF-модели трафика, точка распределения между служебным и информационным трафиком обеспечивает пропорциональное распределение пропускной способности. Данный метод может быть реализован за счет выполнения следующего алгоритма: анализ статистических характеристик потоков данных; анализ показателя Херста; определение точки распределения для прогнозируемых значений; принятие решения на основе суммы максимальных значений интенсивности; определения потоков, которые суммарно превышают значения пропорциональное распределения пропускной; способности; дальнейший мониторинг потоков на входе.

Продлен метод и алгоритм перераспределения пропускной способности между служебным и информационным трафиком, который можно модифицировать для перераспределения составляющих информационного трафика.

Для проведения прогнозирования, в каждом потоке информационного трафика оценивается значение показателя Херста. Если это значение не удовлетворяет условию $0,75 < H < 1$, применяются известные методы распределения пропускной способности, иначе – осуществляется прогнозирование значений

пороговой интенсивности для этих потоков с помощью разработанной ON/OFF-модели.

На основе мониторинга потоков, на интервале времени T , на входе проводится анализ статистических характеристик потоков служебного трафика и информационного трафика осуществляется классификация каждого из них по критерию значение показателя Херста.

Если значение показателя Херста для любого из них имеет значения $H \leq 0.75$, то распределение пропускной способности для данного потока осуществляется согласно известным методам управления. Вместе с этим осуществляется дальнейший мониторинг на очередном временном интервале.

Если значение показателя Херста лежит в пределах $0.75 < H < 1$, то в соответствии с алгоритмом пропорционального распределения пропускной способности, между служебным и информационным трафиком определяется точка распределения на интервале времени T .

На основе мониторинга потоков информационного трафика на интервале времени T , на входе проводится анализ статистических характеристик потоков информационного трафика и осуществляется классификация каждого из них по критерию значения показателя Херста.

В рамках интервала T осуществляется прогнозирование значений интенсивности потоков информационного трафика, обладающих свойством фрактальности на интервале времени t .

Для потока, обладающего свойствами фрактальности, выделяется пропускная способность согласно результатам прогнозирования.

Если сумма максимальных значений интенсивности потоков информационного трафика не превышает значения суммарной пропускной способности, проводится или допуск в инфокоммуникационную систему новых пользователей, или увеличение скорости передачи на величину, соответствующую разности существующей и возможной пропускной способности.

Если сумма максимальных прогнозируемых значений интенсивности потоков информационного трафика превышает значение суммарной пропускной способности для информационного трафика, в соответствии с процедурой сообщения о перегрузке, источники с подтверждением получения пакета получают команду на снижение скорости передачи. Скорость передачи снижается без потери пакетов с установленным в протоколе уровнем. Затем скорость передачи увеличивается в соответствии с фазой аддитивного увеличения скорости передачи.

Если последующий мониторинг потоков на входе указывает на то, что для них показатель Херста принимает значение $H \leq 0.75$, то осуществляется переход к известным ранее методам распределения пропускной способности. Вместе с этим осуществляется дальнейший мониторинг на очередном временном интервале.

Выводы

Для уменьшения времени передачи данных в условиях ограниченной пропускной способности критических участков беспроводной инфокоммуникационной системы, наиболее рационально использовать методы, основанные на

использовании свойств фрактального трафика, позволяющие провести краткосрочное прогнозирование его интенсивности.

Усовершенствована и расширена ON/OFF-модель трафика, которая используется на входе в критический участок, что, в свою очередь, позволяет учесть при моделировании особенности хэндовера и, в случае фрактального характера трафика, выполнить краткосрочный прогноз его интенсивности.

Усовершенствованная расширенная ON/OFF-модель входящего трафика, на основе прогнозирования позволяет уменьшить время передачи данных на критическом участке в беспроводной инфокоммуникационной системе.

Предложен метод перераспределения пропускной способности на основе усовершенствованной расширенной ON/OFF-модели трафика на входе в критический участок беспроводной инфокоммуникационной системы, в котором, в отличие от аналогов, точка распределения между служебным и информационным трафиком обеспечивает пропорциональное распределение пропускной способности, что позволяет уменьшить количество итераций поиска точки деления на основе потери пакетов и обеспечить увеличение доли пропускной способности, предоставляемой для передачи информационного трафика пользователю.

Литература

1. Аббасова Т.С. Задачи оптимизации инфокоммуникационных систем // Информационно-технологический вестник. 2018. № 3 (17). С. 55-65.
2. Артюшенко В.М., Семенов А.Б., Аббасова Т.С. Пути наращивания эффективности инфокоммуникационных систем: монография / под научной редакцией А.Б. Семенова // М.: Научный консультант. 2019. 126 с.
3. Латыпова Н.В. Фрактальный анализ: учеб. Пособие // Ижевск: Издательский центр «Удмуртский университет». 2020. 120 с.
4. Artyushenko V.M., Abbasova T.S. Increasing the efficiency of satellite communication systems by optimizing the parameters of the ground stations // Radioengineering. 2015. № 2. P. 69-75.
5. Artyushenko V.M., Abbasova T.S., Kucherov B.A. Creating cellular networks in rural areas with the largest coverage area // Radioengineering. 2015. № 2. P. 76-82.

УДК 621.391.8

Математическое моделирование корреляционных функций и энергетических спектров функции помеховой модуляции

В.И. Воловач, доктор технических наук, доцент
заведующий кафедрой «Информационный и электронный сервис»,
Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования, Поволжский государственный университет
сервиса, г. Тольятти

Рассмотрены и проанализированы вопросы, связанные с математическим моделированием корреляционных функций и энергетических спектров функции помеховой модуляции. Показано, что при воздействии на сигнал узкополосной мультипликативной помехи в энергетическом спектре функции помеховой модуляции присутствует дискретная составляющая, мощность которой зависит от глубины фазовых искажений. При импульсно-флуктуационной модулирующей помехе с детерминированным тактовым интервалом энергетический спектр функции помеховой модуляции представляет собой сумму непрерывной и дискретной частей.

Мультипликативная (модулирующая) помеха; функция помеховой модуляции; узкополосный случайный процесс; корреляционная функция; энергетический спектр; нестационарный импульсно-флуктуационный процесс; когерентная обработка сигнала.

Mathematical modeling of the correlation function and the energy spectra of the noise modulation function

V.I. Volovich, doctor of technical Sciences, associate Professor head
of the Department «Information and electronic services»,
State Budgetary Educational Institution of Higher
Education, Volga Region State University of Service, Togliatti

The issues related to mathematical modeling of correlation functions and energy spectra of the noise modulation function are considered and analyzed. It is shown that when a signal is affected by a narrow-band multiplicative interference, a discrete component is present in the energy spectrum of the interference modulation function, the power of which depends on the depth of the phase distortion. In the case of pulse-fluctuating modulating interference with a deterministic clock interval, the energy spectrum of the interference modulation function is the sum of the continuous and discrete parts.

Multiplicative (modulating) interference; interference modulation function; narrow-band random process; correlation function; energy spectrum; non-stationary pulse-

fluctuation process; coherent signal processing.

Введение. Как известно, мультипликативные (модулирующие) помехи оказывают существенное влияние как на прием радиосигналов, так и на характеристики качества работы радиотехнических систем и устройств. Характеристики качества работы той или иной радиосистемы определяются ее назначением и часто являются специфическими для конкретного вида систем. В большинстве случаев эти характеристики определяются через некоторые первичные характеристики, описывающие качество приема сигналов при наличии помех, такие, как точность измерения параметров сигнала, разрешающая способность по тому или иному параметру, вероятность правильного обнаружения или выделение сигнала и т.д. [2, 4, 5]

Мультипликативная (модулирующая) помеха полностью характеризуется функцией помеховой модуляции. Основными характеристиками функции помеховой модуляции являются корреляционная функция и энергетический спектр.

В работах [2, 4] достаточно подробно освещены вопросы, связанные с рассмотрением спектров гармонического колебания, модулированного по амплитуде и по фазе детерминированными и квазидетерминированными функциями и стационарными широкополосными флуктуационными процессами. Гораздо реже рассматривались случаи, когда изменения фазы и амплитуды взаимосвязаны, когда они представляют собой узкополосный случайный процесс, а также случаи, когда изменения фазы представляют собой нестационарный импульсно-флуктуационный процесс. Рассмотрим и проанализируем корреляционные функции и энергетические спектры функции помеховой модуляции при воздействии на сигнал мультипликативных (модулирующих) помех, ограничившись рассмотрением так называемых медленных модулирующих помех, когда время корреляции или период функции помеховой модуляции будет больше длительности когерентно обрабатываемого сигнала или сигнальной пачки либо с ней одного порядка.

Как правило, в радиосистемах используются узкополосные сигналы, у которых ширина спектра намного меньше несущей частоты. Такие сигналы, образующиеся путем модуляции гармонического колебания по амплитуде и по фазе (или частоте) могут быть записаны в виде

$$u(t) = U(t)\cos[\omega_c t + \Phi(t) + \varphi_0],$$

где $U(t)$ – огибающая сигнала, определяемая законом его амплитудной модуляции; $\Phi(t)$ – закон фазовой модуляции сигнала (при частотной модуляции $\Phi(t) = \int \Omega(t) dt$, где $\Omega(t)$ – закон частотной модуляции); ω_c , φ_0 – соответственно, частота несущего сигнала и его начальная фаза.

Как известно, мультипликативная помеха приводит к фазовым и амплитудным искажениям. Сигнал, искаженный мультипликативной (модулирующей) помехой, можно записать как

$$u_m(t) = \eta(t)U(t)\cos[\omega_c t + \Phi(t) + \varphi_0 + \varphi(t)], \quad (1)$$

где $\varphi(t)$ – изменения фазы сигнала, вызванные мультипликативной (модулирующей) помехой (фазовые искажения); $\eta(t) \geq 0$ – безразмерный множитель, характеризующий изменения огибающей сигнала, вызванные мультиплика-

тивной (модулирующей) помехой (амплитудные искажения).

Будем полагать, что ширина спектра функций $\varphi(t)$ и $\eta(t)$ намного меньше несущей частоты сигнала, то есть искажения имеют характер паразитной модуляции сигнала. Огибающая сигнала $u_m(t)$ равна $U_m(t) = \eta(t)U(t)$.

Сигнал (1) может быть записан в виде

$$u_m(t) = \text{Re}[\dot{U}_m(t)\exp\{j(\omega_c t + \varphi_0)\}],$$

где $\dot{U}_m(t) = \dot{U}(t)\eta(t)\exp\{i\varphi(t)\} = \dot{U}(t)\dot{M}(t)$ – комплексная огибающая сигнала $u_m(t)$ искаженного мультипликативной (модулирующей) помехой; $\dot{U}(t)$ – комплексная огибающая неискаженного сигнала; $\dot{M}(t) = \eta(t)\exp\{i\varphi(t)\}$ – функция помеховой модуляции, полностью характеризующая паразитную модуляцию сигнала.

Заметим, здесь и далее, точка сверху будет означать комплексную величину.

Таким образом, в результате воздействия мультипликативной помехи изменяется комплексная огибающая сигнала, в которой заключена переносимая информация, что приводит к искажению этой информации.

Рассмотрим и проанализируем корреляционные функции и энергетические спектры функции помеховой модуляции.

Математическое моделирование корреляционных функции помеховой модуляции при стационарных флуктуационных мультипликативных (модулирующих) помехах. Если изменения амплитуды и фазы сигнала, вызываемые мультипликативной помехой, представляют собой стационарные процессы, а в случае взаимозависимости амплитуды и фазы – стационарно связанные, то функция помеховой модуляции $\dot{M}(t)$ является стационарной. В этом случае функция помеховой модуляции может быть записана в виде

$$\dot{M}(t) = \bar{\dot{M}} + \dot{V}_0(t), \quad (2)$$

где $\bar{\dot{M}} = m_1\{\dot{M}(t)\}$ – математическое ожидание функции помеховой модуляции, не зависящее от времени; $\dot{V}_0(t)$ – флуктуации функции помеховой модуляции.

Заметим, здесь и далее, черта сверху будет означать усреднение по множеству.

Корреляционная функция помеховой модуляции $\dot{B}_M(\tau)$ и корреляционная функция флуктуаций функции помеховой модуляции $\dot{B}_V(\tau)$ могут быть определены через характеристическую функцию фазовых и амплитудных искажений, где τ – время переменной задержки комплексной огибающей сигнала $\dot{U}_m(t)$.

Введем в рассмотрение четырехмерную характеристическую функцию изменений амплитуды и фазы в моменты времени $t_1 = t$ и $t_2 = t - \tau$:

$$\theta_4^{\eta\varphi}(x_1, x_2, x_3, x_4) = m_1\{\exp\{j(x_1\eta_1 + x_2\eta_2 + x_3\varphi_1 + x_4\varphi_2)\}\},$$

где η_1 и φ_1 – значения $\eta(t)$ и $\varphi(t)$ в момент времени $t_1 = t$, η_2 и φ_2 – в момент времени $t_2 = t - \tau$.

С помощью функции $\theta_4^{\eta\varphi}$ корреляционную функцию $\dot{B}_M(\tau)$ можно записать в виде

$$\dot{B}_M(\tau) = m_1 \{ \dot{M}(t) M^*(t - \tau) \} = - \left[\frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \theta_4^{\eta\varphi}(x_1, x_2, 1, -1) \right]_{\substack{x_1=0 \\ x_2=0}}. \quad (3)$$

Заметим, здесь и далее, звездочка сверху будет означать комплексно сопряженную величину.

Корреляционная функция флуктуаций с учетом (2) равна

$$\dot{B}_V(\tau) = m_1 \{ \dot{V}_0(t) V_0^*(t - \tau) \} = \dot{B}_M(\tau) - \left| \bar{M} \right|^2. \quad (4)$$

Математическое ожидание \bar{M} функции помеховой модуляции может быть выражено через двумерную характеристическую функцию изменений амплитуды и фазы в совпадающие моменты времени $\theta_2^{\eta\varphi}(x_1, x_2)$. Так,

$$\begin{aligned} \theta_2^{\eta\varphi}(x_1, x_2) &= m_1 \{ \exp\{j(x_1\eta + x_2\varphi)\} \}, \\ \text{откуда следует} \\ \bar{M} &= m_1 \{ \eta \exp\{j\varphi\} \} = -j \left[\frac{\partial}{\partial x_1} \theta_2^{\eta\varphi}(x_1, 1) \right]_{x_1=0}. \end{aligned} \quad (5)$$

С учетом (3)-(5) корреляционная функция флуктуаций функции помеховой модуляции определяется соотношением

$$\dot{B}_V(\tau) = \left[\frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \theta_4^{\eta\varphi}(x_1, x_2, 1, -1) \right]_{\substack{x_1=0 \\ x_2=0}} - \left[\left[\frac{\partial}{\partial x_1} \theta_2^{\eta\varphi}(x_1, 1) \right]_{x_1=0} \right]^2.$$

Во многих случаях безразмерный множитель $\eta(t)$, определяющий амплитудные искажения, может быть представлен в виде

$$\eta(t) = \eta_0 [1 + \xi(t)], \quad (6)$$

где η_0 – математическое ожидание $\eta(t)$; $\xi(t)$ – стационарный случайный процесс с нулевым средним, $[1 + \xi(t)] \geq 0$. При этом корреляционная функция помеховой модуляции определяется следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \dot{B}_M(\tau) &= \eta_0^2 \left\{ \theta_4^{\xi\varphi}(0, 0, 1, -1) - j \left[\frac{\partial}{\partial x_1} \theta_4^{\xi\varphi}(x_1, 0, 1, -1) \right]_{x_1=0} - \right. \\ &\left. - j \left[\frac{\partial}{\partial x_2} \theta_4^{\xi\varphi}(0, x_2, 1, -1) \right]_{x_2=0} - \left[\frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \theta_4^{\xi\varphi}(x_1, x_2, 1, -1) \right]_{\substack{x_1=0 \\ x_2=0}} \right\}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $\theta_4^{\xi\varphi}(x_1, x_2, x_3, x_4) = m_1 \{ \exp\{j(x_1\xi_1 + x_2\xi_2 + x_3\varphi_1 + x_4\varphi_2)\} \}$ – четырехмерная характеристическая функция $\xi(t)$ и $\varphi(t)$ в моменты времени $t_1 = t$ и $t_2 = t - \tau$.

В этом случае математическое ожидание функции помеховой модуляции равно

$$\bar{M} = \eta_0 \theta_2^{\xi\varphi} - j \eta_0 \left[\frac{\partial}{\partial x_1} \theta_2^{\xi\varphi}(x_1, 1) \right]_{x_1=0}, \quad (8)$$

где $\theta_2^{\xi\varphi}(x_1, x_2) = m_1 \{ \exp\{j(x_1\xi + x_2\varphi)\} \}$ – двумерная характеристическая функция $\xi(t)$ и $\varphi(t)$ в совпадающие моменты времени.

Подставляя (7) и (8) в (4) получим выражение для определения корреляционной функции флуктуаций помеховой модуляции:

$$\begin{aligned} \dot{B}_V(\tau) = & \eta_0^2 \left\{ \theta_4^{\xi\varphi}(0,0,1,-1) - j \left[\frac{\partial}{\partial x_1} \theta_4^{\xi\varphi}(x_1,0,1,-1) \right]_{x_1=0} - \right. \\ & - j \left[\frac{\partial}{\partial x_2} \theta_4^{\xi\varphi}(0,x_2,1,-1) \right]_{x_2=0} - \left. \left[\frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \theta_4^{\xi\varphi}(x_1,x_2,1,-1) \right]_{x_1=0, x_2=0} - \right. \\ & \left. - \left| \theta_2^{\xi\varphi}(0,1) - j \left[\frac{\partial}{\partial x_1} \theta_2^{\xi\varphi}(x_1,1) \right]_{x_1=0} \right|^2 \right\}. \end{aligned} \quad (9)$$

Данные формулы позволяют легко определить $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$, если известны характеристические функции, соответствующие закону распределения амплитудных и фазовых искажений. В частности, если фазовые $\varphi(t)$ и амплитудные $\xi(t)$ искажения имеют закон распределения близкий к нормальному, часто встречающийся случай, то, согласно [2] характеристические функции $\theta_4^{\xi\varphi}(x_1, x_2, x_3, x_4)$ и $\theta_2^{\xi\varphi}(x_1, x_2)$ будут определяться как:

$$\begin{aligned} \theta_4^{\xi\varphi}(x_1, x_2, x_3, x_4) = & \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\sigma_\xi^2 x_1^2 + \sigma_\xi^2 x_2^2 + \sigma_\varphi^2 x_3^2 + \sigma_\varphi^2 x_4^2 + \right. \\ & + 2\sigma_\xi^2 r_\xi(\tau) x_1 x_2 + 2\sigma_\varphi^2 r_\varphi(\tau) x_3 x_4 + 2\sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(0) x_1 x_3 + \\ & \left. + 2\sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(0) x_2 x_4 + 2\sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(\tau) x_1 x_4 + 2\sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(-\tau) x_2 x_3 \right\}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\theta_2^{\xi\varphi}(x_1, x_2) = \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\sigma_\xi^2 x_1^2 + \sigma_\varphi^2 x_2^2 + 2\sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(0) x_1 x_2] \right\}, \quad (11)$$

где σ_φ^2 и σ_ξ^2 – соответственно, дисперсии $\varphi(t)$ и $\xi(t)$; $r_\varphi(\tau)$ и $r_\xi(\tau)$ – их коэффициенты корреляции; $r_{\xi\varphi}(\tau)$ – коэффициент взаимной корреляции $\varphi(t)$ и $\xi(t)$.

Подставив (10) и (11) в (7) и (9), получим

$$\begin{aligned} \dot{B}_M(\tau) = & \eta_0^2 \{ 1 + \sigma_\xi^2 r_\xi(\tau) + j\sigma_\xi \sigma_\varphi [r_{\xi\varphi}(-\tau) - r_{\xi\varphi}(\tau)] + \\ & + \sigma_\xi^2 \sigma_\varphi^2 [r_{\xi\varphi}(0) - r_{\xi\varphi}(\tau)] [r_{\xi\varphi}(0) - r_{\xi\varphi}(-\tau)] \exp\{-\sigma_\varphi^2 [1 - r_\varphi(\tau)]\}; \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \dot{B}_V(\tau) = & \eta_0^2 \{ 1 + \sigma_\xi^2 r_\xi(\tau) + j\sigma_\xi \sigma_\varphi [r_{\xi\varphi}(-\tau) - r_{\xi\varphi}(\tau)] + \\ & + \sigma_\xi^2 \sigma_\varphi^2 [r_{\xi\varphi}(0) - r_{\xi\varphi}(\tau)] [r_{\xi\varphi}(0) - r_{\xi\varphi}(-\tau)] \exp\{-\sigma_\varphi^2 [1 - r_\varphi(\tau)]\} \\ & - \eta_0^2 \exp\{-\sigma_\varphi^2 [1 + \sigma_\varphi^2 \sigma_\xi^2 r_{\xi\varphi}^2(\tau)]\}. \end{aligned} \quad (13)$$

Если амплитудные и фазовые искажения не коррелированы, то (12) и (13) упрощаются:

$$\begin{aligned} \dot{B}_M(\tau) = & \eta_0^2 \{ 1 + \sigma_\xi^2 r_\xi(\tau) \} \exp\{-\sigma_\varphi^2 [1 - r_\varphi(\tau)]\}; \\ \dot{B}_V(\tau) = & \eta_0^2 \{ 1 + \sigma_\xi^2 r_\xi(\tau) \} \exp\{-\sigma_\varphi^2 [1 - r_\varphi(\tau)]\} - \eta_0^2 \exp\{-\sigma_\varphi^2\}. \end{aligned} \quad (14)$$

При чисто фазовых искажениях

$$\begin{aligned} \dot{B}_M(\tau) = & \exp\{-\sigma_\varphi^2 [1 - r_\varphi(\tau)]\}; \\ \dot{B}_V(\tau) = & \exp\{-\sigma_\varphi^2\} [\exp\{\sigma_\varphi^2 r_\varphi(\tau)\} - 1]. \end{aligned}$$

Рассмотрим случай, когда время корреляции мультипликативной (модулирующей) помехи τ_k много больше длительности сигнала T , искаженного помехой $\tau_k \gg T$. Такую мультипликативную (модулирующую) помеху принято называть медленной, так как при указанных условиях амплитуда и фаза сигнала относительно медленно изменяются под воздействием мультипликативной помехи.

Математическое моделирование корреляционных функции помеховой модуляции при медленных мультипликативных (модулирующих) помехах. Пусть случайные процессы $\varphi(t)$, $\eta(t)$ и $\xi(t)$ дифференцируемы в среднеквадратическом смысле. Тогда корреляционные функции $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ можно разложить в ряд Маклорена.

Из физических соображений следует, что при рассмотрении влияния мультипликативной (модулирующей) помехи на сигнал длительностью T нас будет интересовать значения корреляционных функций $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ при $|\tau| \leq T$. Если время корреляции этих функций τ_k много больше длительности сигнала T , то для значений $|\tau| \leq T \ll \tau_k$ можно ограничиться тремя первыми членами ряда:

$$\dot{B}_M(\tau) \simeq \dot{B}_M(0) + \tau \dot{B}'_M(0) + \frac{1}{2} \tau^2 \dot{B}''_M(0);$$

$$\dot{B}_V(\tau) \simeq \dot{B}_V(0) + \tau \dot{B}'_V(0) + \frac{1}{2} \tau^2 \dot{B}''_V(0),$$

$$\text{где } \dot{B}'_b(\tau) = \frac{d}{d\tau} \dot{B}_b(\tau); \dot{B}''_b(\tau) = \frac{d^2}{d\tau^2} \dot{B}_b(\tau), b = M, V.$$

Определим значения $\dot{B}_M(0)$, $\dot{B}'_M(0)$, $\dot{B}''_M(0)$, $\dot{B}_V(0)$, $\dot{B}'_V(0)$ и $\dot{B}''_V(0)$ для случая, когда изменения фазы $\varphi(t)$ и амплитуды $\xi(t)$ независимы.

По определению, функции $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ могут быть записаны в виде

$$\dot{B}_M(\tau) = m_1 \{ \eta(t) \eta(t - \tau) \exp\{j[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]\} \};$$

$$\dot{B}_V(\tau) = \dot{B}_M(\tau) - |\bar{M}|^2.$$

Откуда

$$\dot{B}_M(0) = \overline{\eta^2} = \eta_0^2 (1 + \sigma_\xi^2);$$

$$\dot{B}_V(0) = \overline{\eta^2} - |\bar{M}|^2 = \eta_0^2 (1 + \sigma_\xi^2) - |\bar{M}|^2,$$

$$\text{где } \eta^2 = m_1 \{ \eta^2(t) \}; \sigma_\xi^2 - \text{дисперсия } \xi(t).$$

Так как операции дифференцирования и статистического усреднения можно менять местами [5], то для первой производной функций $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ получим

$$\begin{aligned} \dot{B}'_M(\tau) = \dot{B}'_V(\tau) = m_1 \{ \eta(t) \eta'(t - \tau) \exp\{j[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]\} - \\ - j m_1 \{ \eta(t) \eta(t - \tau) \varphi'(t - \tau) \exp\{j[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]\} \}, \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\eta'(t - \tau) = \frac{d}{d\tau} \eta(t - \tau); \varphi'(t - \tau) = \frac{d}{d\tau} \varphi(t - \tau).$$

Тогда

$$\dot{B}'_M(0) = \dot{B}'_V(0) = m_1 \{ \eta(t) \eta'(t) - j m_1 \{ \eta^2(t) \varphi'(t) \} \} = -j m_1 \{ \{ \eta^2(t) \varphi'(t) \} \}, \quad (16)$$

$$\text{где } \varphi'(t) = [\varphi'(t - \tau)]_{\tau=0}; \eta'(t) = [\eta'(t - \tau)]_{\tau=0}.$$

Заметим, что в выражении (16) учтено, что $m_1 \{ \eta(t) \eta'(t) \} = 0$, когда $\eta(t)$ – стационарная функция [2].

Если $\eta(t)$ и $\varphi(t)$ независимы, то $m_1 \{ \eta^2(t) \varphi'(t) \} = 0$, так как для стационарного процесса $m_1 \{ \varphi'(t) \} = 0$ и, следовательно,

$$\dot{B}'_M(0) = \dot{B}'_V(0) = 0. \quad (17)$$

Дифференцируя (15) по τ , получим

$$\dot{B}_M''(0) = \dot{B}_V''(0) = m_1\{\eta(t)\eta''(t)\} - 2jm_1\{\eta(t)\eta'(t)\varphi'(t)\} - j m_1\{\eta(t)\eta'(t)\varphi''(t)\} - m_1\{\eta^2(t)[\varphi'(t)]^2\}.$$

Так как $\eta(t)$ и $\varphi(t)$ независимы, то

$$\dot{B}_M''(0) = \dot{B}_V''(0) = m_1\{\eta(t)\eta''(t)\} - m_1\{\eta^2(t)\}m_1\{\varphi'(t)\}^2 = m_1\{\eta(t)\eta''(t)\} - \overline{\eta^2}\sigma_\omega^2, \quad (18)$$

где σ_ω^2 – дисперсия производной изменения фазы $d\varphi(t)/dt$.

Нетрудно видеть, что σ_ω^2 представляет собой дисперсию изменений мгновенной частоты сигнала, вызываемых фазовыми искажениями.

Первый член правой части (18) может быть представлен в виде [2]

$$m_1\{\eta(t)\eta''(t)\} = -\sigma_{\eta'}^2,$$

где $\sigma_{\eta'}^2$ – дисперсия $\eta'(t)$, и тогда можно записать

$$\dot{B}_M''(0) = \dot{B}_V''(0) = -\sigma_{\eta'}^2 - \overline{\eta^2}\sigma_\omega^2.$$

Или, с учетом (6),

$$\dot{B}_M''(0) = \dot{B}_V''(0) = -\eta_0^2 \left[\sigma_{\xi'}^2 + (1 + \sigma_\xi^2)\sigma_\omega^2 \right], \quad (19)$$

где $\sigma_{\xi'}^2$ – дисперсия $\xi'(t)$.

С учетом полученных значений производных корреляционные функции $\dot{B}_V(\tau)$ и $\dot{B}_M(\tau)$ при независимых амплитудных и фазовых искажениях для значений $\tau \ll \tau_k$ могут быть представлены в виде

$$\dot{B}_M(\tau) \simeq \overline{\eta^2} - \frac{1}{2}\tau^2(\sigma_{\eta'}^2 + \overline{\eta^2}\sigma_\omega^2);$$

$$\dot{B}_V(\tau) \simeq \overline{\eta^2} - \left| \overline{M} \right|^2 - \frac{1}{2}\tau^2(\sigma_{\eta'}^2 + \overline{\eta^2}\sigma_\omega^2),$$

или, при $\eta(t) = \eta_0[1 + \xi(t)]$,

$$\dot{B}_M(\tau) \simeq \eta_0^2(1 + \sigma_\xi^2) - \frac{1}{2}\tau^2\eta_0^2 \left[\sigma_{\xi'}^2 + (1 + \sigma_\xi^2)\sigma_\omega^2 \right]; \quad (20)$$

$$\dot{B}_V(\tau) \simeq \eta_0^2(1 + \sigma_\xi^2) - \left| \overline{M} \right|^2 - \frac{1}{2}\tau^2\eta_0^2 \left[\sigma_{\xi'}^2 + (1 + \sigma_\xi^2)\sigma_\omega^2 \right]. \quad (21)$$

Таким образом, при $\tau \ll \tau_k$ функция $\dot{B}_V(\tau)$ может быть просто выражена через дисперсию функции $\xi(t)$, определяющей амплитудные искажения, дисперсию производной функции $\xi(t)$ и дисперсию производной отклонения фазы σ_ω^2 .

При только фазовых искажениях, выражения (20) и (21) упрощаются:

$$\dot{B}_M(\tau) \simeq 1 + \frac{1}{2}\tau^2\sigma_\omega^2;$$

$$\dot{B}_V(\tau) \simeq 1 - \left| \overline{M} \right|^2 - \frac{1}{2}\tau^2\sigma_\omega^2.$$

При нормальном законе распределения фазовых и амплитудных искажений (17), (19) могут быть получены непосредственно путем дифференцирования (14) для $\dot{B}_V(\tau)$.

Для случая, когда фазовые и амплитудные искажения подчиняются нормальному закону распределения и коррелированы, из (12) и (13) могут быть получены следующие значения коэффициентов разложения $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ в ряд Тейлора:

$$\dot{B}_M(0) = \eta_0^2(1 + \sigma_\xi^2);$$

$$\begin{aligned} \dot{B}_V(0) &= \eta_0^2 \left\{ 1 + \sigma_\xi^2 - [1 + \sigma_\xi^2 \sigma_\varphi^2 r_{\xi\varphi}^2(0)] \exp\{-\sigma_\varphi^2\} \right\}; \\ \dot{B}'_M(0) &= \dot{B}'_V(0) = 2j\eta_0^2 \sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(0); \\ \dot{B}''_M(0) &= \dot{B}''_V(0) = -\eta_0^2 \left[\sigma_{\xi'}^2 + 2\sigma_\xi^2 \sigma_\omega^2 r_{\xi\omega}(0) + (1 + \sigma_\xi^2) \sigma_\omega^2 \right], \end{aligned}$$

где $r_{\xi\omega}(0)$ – коэффициент взаимной корреляции функции $\xi(t)$, при производной изменений фазы $\varphi'(t)$.

Приближенные выражения для корреляционных функций $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ при $\tau \ll \tau_K$ в этом случае имеют вид:

$$\dot{B}_M(\tau) \approx \eta_0^2 \left\{ 1 + \sigma_\xi^2 + 2j\tau \sigma_\xi \sigma_\omega r_{\xi\omega}(0) - \frac{1}{2} \tau^2 \times \left[\sigma_{\xi'}^2 + 2\sigma_\xi^2 \sigma_\omega^2 r_{\xi\omega}(0) + (1 + \sigma_\xi^2) \sigma_\omega^2 \right] \right\} \quad (22)$$

$$\dot{B}_V(\tau) \approx \eta_0^2 \left\{ 1 + \sigma_\xi^2 - [1 + \sigma_\xi^2 \sigma_\varphi^2 r_{\xi\varphi}^2(0)] \exp\{-\sigma_\varphi^2\} + 2j\tau \sigma_\xi \sigma_\omega r_{\xi\omega}(0) - \frac{1}{2} \tau^2 \left[\sigma_{\xi'}^2 + 2\sigma_\xi^2 \sigma_\omega^2 r_{\xi\omega}(0) + (1 + \sigma_\xi^2) \sigma_\omega^2 \right] \right\} \quad (23)$$

Приближенные выражения для корреляционных функций $\dot{B}_M(\tau)$ и $\dot{B}_V(\tau)$ при $\tau \ll \tau_K$

И нормальном законе распределения фазовых и амплитудных искажений могут быть получены также из (12) и (13) путем разложения в ряд Тейлора корреляционных функций фазовых и амплитудных искажений и их взаимной корреляционной функции. Эти разложения с учетом того, что $B'_\varphi(0) = B'_\xi(0) = 0$, имеют вид:

$$\begin{aligned} B_\varphi(\tau) &= \sigma_\varphi^2 r_\varphi(\tau) = B_\varphi(\tau) + \frac{1}{2} \dot{B}''_\varphi(0) + \dots = \sigma_\varphi^2 - \frac{1}{2} \sigma_\omega^2 \tau^2 + \dots; \\ B_\xi(\tau) &= \sigma_\xi^2 r_\xi(\tau) = B_\xi(\tau) + \frac{1}{2} \dot{B}''_\xi(0) + \dots = \sigma_\xi^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\xi'}^2 \tau^2 + \dots; \\ B_{\xi\varphi}(\tau) &= \sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(\tau) = B_{\xi\varphi}(\tau) + \dot{B}'_{\xi\varphi}(0) \tau + \frac{1}{2} \dot{B}''_{\xi\varphi}(0) \tau^2 \dots = \\ &= \sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(0) - \sigma_\xi \sigma_\varphi r_{\xi\varphi}(0) \tau - \frac{1}{2} \sigma_{\xi'} \sigma_\omega r_{\xi'\omega}(0) \tau^2 \dots \end{aligned}$$

Подставляя эти значения в (12) и (13) и ограничиваясь членами, содержащими τ в степени, не выше второй, получим:

$$\dot{B}_M(\tau) \approx \eta_0^2 \left\{ 1 + \sigma_\xi^2 + 2j\tau \sigma_\xi \sigma_\omega r_{\xi\omega}(0) - \frac{1}{2} \tau^2 \times \left[\sigma_{\xi'}^2 + 2\sigma_\xi^2 \sigma_\omega^2 r_{\xi\omega}(0) \right] \right\} \exp\left\{-\frac{1}{2} \sigma_\omega^2 \tau^2\right\}; \quad (24)$$

$$\dot{B}_V(\tau) \approx \eta_0^2 \left\{ 1 + \sigma_\xi^2 + 2j\tau \sigma_\xi \sigma_\omega r_{\xi\omega}(0) - \frac{1}{2} \tau^2 \left[\sigma_{\xi'}^2 + 2\sigma_\xi^2 \sigma_\omega^2 r_{\xi\omega}(0) \right] \right\} \times \exp\left\{-\frac{1}{2} \sigma_\omega^2 \tau^2\right\} - \eta_0^2 \left[1 + \sigma_\xi^2 \sigma_\omega^2 r_{\xi\omega}(0) \right] \exp\left\{-\frac{1}{2} \sigma_\varphi^2\right\}, \quad (25)$$

Нетрудно убедиться, что если заменить множитель $-\frac{1}{2} \sigma_\omega^2 \tau^2$ его разложением в ряд и ограничиться членами, содержащими τ в степени, не выше второй, то (24) и (25) переходят в (22) и (23).

Математическое моделирование энергетического спектра функции помеховой модуляции при искажениях сигнала, описываемых узкополосным нормальным стационарным случайным процессом. Энергетический спектр функции помеховой модуляции $G_M(\Omega)$ определяется известным преобразованием Фурье корреляционной функции $B_M(\tau)$.

Функция $B_M(\tau)$ при функциональной связи амплитудных и фазовых искажений, определяемой как

$$\eta[\varphi(t)] = \exp\{k_1\varphi(t)\}, \quad (26)$$

а фаза изменяется по закону

$$\varphi(t) = \varphi_m \sin(\Omega_M t + \theta_0),$$

где k – некоторый постоянный коэффициент; φ_m – величина, определяющая глубину фазовых искажений; θ_0 – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $(0, 2\pi)$; $\Omega_M = 2\pi/T_M$; T_M – период модулирующей помехи, формально совпадает с двумерной характеристической функцией фазовых искажений θ_2^φ от комплексного аргумента:

$$\dot{B}_M(\tau) = m_1 \left\{ \exp\{j\varphi(t)\psi - j\varphi(t-\tau)\psi^*\} \right\} = \theta_2^\varphi(\psi, -\psi^*, \tau), \quad (27)$$

где $\psi = 1 + j\nu$ – комплексный коэффициент; ν – константа.

Заметим, что характеристическая функция комплексного аргумента в выражении (27) понимается в смысле существования регулярной функции комплексного аргумента $j\dot{\psi}$, совпадающей с характеристической функцией для реальных значений $\text{Re}\{j\dot{\psi}\}$ и аналитической в некотором круге с радиусом R : $|\dot{\psi}| < R$ [3].

При чисто фазовых искажениях ($\nu = 0$), получим

$$B_M(\tau) = \theta_2^\varphi(1, -1, \tau).$$

Как видно из выражения (27), энергетический спектр $G_M(\Omega)$ зависит от вида двумерной характеристической функции фазовых флуктуаций (закона распределения), а следовательно, от вида коэффициента фазовых флуктуаций

$$r_\varphi(\tau) = R_\varphi \cos \Omega_M \tau,$$

где Ω_M – центральная частота спектра узкополосных флуктуаций.

Разложим двумерную характеристическую функцию $\theta_2^\varphi[\dot{x}_1, \dot{x}_2, r_\varphi(\tau)]$ в ряд Тейлора по переменной $r_\varphi(\tau)$ в точке $r_\varphi = 0$:

$$\theta_2^\varphi(\dot{x}_1, \dot{x}_2, r_\varphi) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{r_\varphi^n(\tau)}{n!} C_n, \quad (28)$$

$$\text{где } C_n = \left\{ \frac{d^n}{dr_\varphi^n} \theta_2^\varphi(\dot{x}_1, \dot{x}_2, r_\varphi) \right\}_{r_\varphi=0}; \quad \dot{x}_1 = -j\psi; \quad \dot{x}_2 = -j\psi^*.$$

Для нормального случайного процесса $\varphi(t)$ выполняется соотношение

$$C_n = \sigma_\varphi^{2n} |\dot{x}_1|^n |\dot{x}_2|^n \exp\left\{-\frac{\sigma_\varphi^2}{2} (|\dot{x}_1|^2 + |\dot{x}_2|^2)\right\} = \sigma_\varphi^{2n} |\dot{x}_1|^n |\dot{x}_2|^n C_0; \quad (29)$$

$$C_0 = \exp\left\{-\frac{\sigma_\varphi^2}{2} (|\dot{x}_1|^2 + |\dot{x}_2|^2)\right\} = \theta_1^\varphi(\dot{x}_1) \theta_1^\varphi(\dot{x}_2).$$

Учитывая выражения (28) и (29), запишем энергетический спектр функции помеховой модуляции в виде

$$G_M(\Omega) = C_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{|\dot{x}_1|^n |\dot{x}_2|^n \sigma_\varphi^{2n}}{n!} \int_{-\infty}^{\infty} R_\varphi^n(\tau) \cos^n \Omega_M \tau \exp\{j\Omega\tau\} d\tau, \quad (30)$$

где $\dot{x}_1 = -j\psi$; $\dot{x}_2 = -j\psi^*$ – в случае амплитудно-фазовых искажений, определяемых (26), и $\dot{x}_1 = 1$; $\dot{x}_2 = -1$ – в случае чисто фазовых искажений.

При показателе степени $n = 0$, независимо от характера огибающей коэффициента корреляции $R_\varphi(\tau)$, как видно из (30), интеграл вырождается в

- функцию. Наличие - функции в спектре функции помеховой модуляции указывает на присутствие дискретной составляющей на частоте $\Omega = 0$.

Относительная величина дискретной составляющей не зависит от вида корреляционной функции $r_\varphi(\tau)$ и определяется только видом одномерной характеристической функции (одномерным законом распределения), так как

$$C_0 = \theta_2^\varphi(\dot{x}_1, \dot{x}_2, 0) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \iint_{-\infty}^{\infty} W(\varphi_1, \varphi_2, \tau) \exp\{j\dot{x}_1\varphi_1 + \dot{x}_2\varphi_2\} d\varphi_1 d\varphi_2 = \theta_1^\varphi(\dot{x}_1)\theta_1^\varphi(\dot{x}_2),$$

где $W(\cdot)$ – плотность распределения вероятностей ПРВ.

Заменим функцию $\cos^{2n}y$ в выражении (30) суммой косинусов кратных дуг [1]:

$$\begin{aligned} \cos^{2n}y &= \frac{1}{2^n} \left\{ \binom{2n}{n} + \sum_{k=0}^{n-1} 2 \binom{2n}{k} \cos[2(n-k)y] \right\}; \\ \cos^{2n-1}y &= \frac{1}{2^{2n-1}} \sum_{k=0}^{n-1} 2 \binom{2n-1}{k} \cos[2(n-k)-1]y, \\ \text{где } \binom{2n}{k} &= \frac{2n!}{k!(2n-k)!}; \quad \binom{2n-1}{k} = \frac{(2n-1)!}{k!(2n-k-1)!}. \end{aligned}$$

Тогда выражение (30) при обозначении $p = n - k$ и изменении порядка суммирования в двойных рядах примет вид:

$$\begin{aligned} G_M(\Omega) &= C_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{2^{2n}(n!)^2} \int_{-\infty}^{\infty} R_\varphi^{2n}(\tau) \exp\{j\Omega\tau\} d\tau + \\ &+ C_0 \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{n=p}^{\infty} \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{2^{2n}(n-p)!(n+p)!} \int_{-\infty}^{\infty} R_\varphi^{2n}(\tau) \exp\{j(\Omega \pm 2p\Omega_M)\tau\} d\tau + \\ &+ C_0 \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{n=p}^{\infty} \frac{(\sigma_{\varphi_3}^2)^{2n-1}}{(n-p)!(n+p-1)!} \int_{-\infty}^{\infty} R_\varphi^{2n}(\tau) \exp\{j(\Omega \pm (2p-1)\Omega_M)\tau\} d\tau, \end{aligned} \quad (31)$$

где $\sigma_{\varphi_3}^2 = |\dot{\psi}|^2 \sigma_\varphi^2$ при $v \neq 0$; $\sigma_{\varphi_3}^2 = \sigma_\varphi^2$ при $v = 0$ (см. (27)).

При глубине фазовых искажений $\sigma_{\varphi_3}^2 < 1$, как видно из соотношения (31), в первом слагаемом можно ограничиться членом ряда с $n = 0$. Во втором слагаемом членами с $n = 1$ и $p = 1$ и пренебречь остальными членами в силу их малости.

В этом случае получим:

$$\begin{aligned} G_M(\Omega) &= C_0 \left\{ \delta(\Omega) + \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{4} G_{2\varphi}(\Omega) + \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{8} G_{2\varphi}(\Omega \pm 2\Omega_M) + \right. \\ &\left. + \frac{\sigma_{\varphi_3}^2}{4} G_{2\varphi}(\Omega \pm \Omega_M) + \dots \right\}, \end{aligned} \quad (32)$$

где

$$G_{n\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M) = \int_{-\infty}^{\infty} R_\varphi^n(\tau) \exp\{j(\Omega \pm p\Omega_M)\tau\} d\tau. \quad (33)$$

Известно [2], что при чисто фазовых искажениях, когда $\varphi(t)$ – широкополосный случайный процесс, энергетический спектр $G_M(\Omega)$ содержит дискретную составляющую на частоте $\Omega = 0$ и непрерывную составляющую спектра только в окрестности частоты $\Omega = 0$.

Как видно из выражения (32), при узкополосных фазовых искажениях непрерывная часть спектра концентрируется в окрестностях точек $\Omega = p\Omega_M$, ($p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$).

Рассмотрим случай глубоких фазовых искажений, когда $\sigma_{\varphi_3}^2 \gg 1$. Из вы-

ражения (31) видно, что мощность непрерывных частей спектра P_H на частотах $\Omega = \pm p\Omega_M$ определяется суммой коэффициентов ряда

$$P_H(\Omega = \pm 2p\Omega_M) = \sum_{n=p}^{\infty} \frac{a(p,n)}{2\pi} = \sum_{n=p}^{\infty} \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{2\pi 2^{2n} (n-p)! (n+p)!}. \quad (34)$$

Члены степенного ряда (34) $a(p,n)$ при увеличении номера n и $\sigma_{\varphi_3}^2 \gg 1$ быстро возрастают до члена ряда с номером n_0 , а затем быстро убывают, стремясь к нулю. Быстроту сходимости можно охарактеризовать соотношением

$$q(m) = \frac{a(p,n_0+m)}{a(p,n_0)} = \prod_{m=-n_0}^{\infty} \frac{\sigma_{\varphi_3}^2}{(n_0+m)(m+p+n_0)}, \quad (35)$$

где $a(p,n_0)$ – член ряда, определяющий максимальную мощность, а $a(p,n_0 + m)$ – члены ряда с номером $n_0 + m$ при $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$.

Зависимость, определяемая соотношением (35), представлена на рисунке 1.

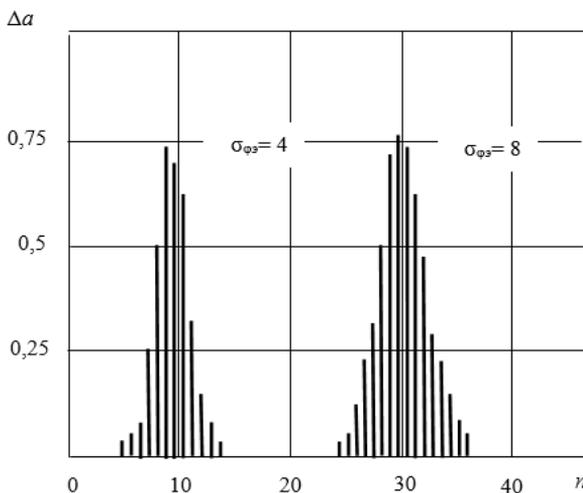


Рисунок 1 – Зависимость $\Delta a = a(n)/a(n_0) = f(n)$ при $p = 0$ для значений $\sigma_{\varphi_3} = 4$ и $\sigma_{\varphi_3} = 8$

Номер члена ряда n_0 с максимальной амплитудой существенно зависит от $\sigma_{\varphi_3}^2$. Найдем номер n_0 . Для этого разделим член ряда $a(p,n)$ на последующий $a(p,n+1)$ и приравняем это отношение для простоты доказательства единице, считая, что в точке максимума отношение их близко к единице. После несложных вычислений получим

$$2n_0 \approx \sqrt{2p^2 + \sigma_{\varphi_3}^4} - 1. \quad (36)$$

Число членов ряда (36), каждый из которых определяется мощностью, большую, чем, например, $0,1a(p,n_0)$, как видно из рисунка 2, не превышает численно значения σ_{φ_3} . То есть в первом приближении можно суммировать члены ряда (34) с номерами, лежащими в области значений

$$n_0 - \sigma_{\varphi_3} \leq n \leq n_0 + \sigma_{\varphi_3}. \quad (37)$$

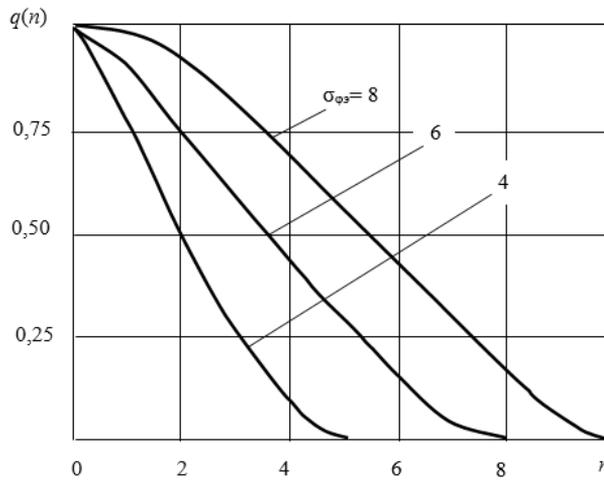


Рисунок 2 – Зависимость $q(n) = q(m) = a(p, n_0 + m)/a(p, n_0)$ для различных значений σ_{φ_3} при $p = 0$ и $m = n$

При этом относительная ошибка при вычислении мощности непрерывной части спектра на частоте $\Omega = \pm p\Omega_M$ (34) не превышает 10%.

С учетом выше сказанного энергетический спектр $G_M(\Omega)$ (31) после несложных преобразований можно записать в виде

$$G_M(\Omega) = C_0 \sum_{n=0}^{n_0 + \sigma_{\varphi_3}} \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{2^{2n}(n!)^2} G_{2n\varphi}(\Omega) + C_0 \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{n=p}^{n_0 + \sigma_{\varphi_3}} \frac{\sigma_{\varphi_3}^{4n}}{2^{2n}(n-p)!(n+p)!} G_{2n\varphi}(\Omega \pm 2p\Omega_M) + C_0 \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{n=p}^{n_0 + \sigma_{\varphi_3}} \frac{(\sigma_{\varphi_3}^2)^{2n-1}}{2^{2n-1}(n-p)!(n+p-1)!} G_{(2n-1)\varphi}(\Omega \pm (2p-1)\Omega_M). \quad (38)$$

Показатель степени n в выражении (38) с учетом соотношений (36) и (37) лежит в области значений

$$\frac{\sqrt{4p^2 + \sigma_{\varphi_3}^4} - 1}{2} - \sigma_{\varphi_3} \leq n \leq \frac{\sqrt{4p^2 + \sigma_{\varphi_3}^4} - 1}{2} + \sigma_{\varphi_3}. \quad (39)$$

При $\sigma_{\varphi_3}^2 \gg 1$, как видно из (37) и (39), изменение показателя n практически не влияет на функцию $G_{n\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M)$, определяемую выражением (33). Поэтому можно считать, что в выражении (38) составляющие спектра

$$G_{n\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M) \simeq G_{n_0\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M),$$

а следовательно, после преобразования при $m = n - p$, учитывая, что

$$\sum_{m=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{p+2m}}{m!(p+m)!} = I_p(x),$$

получим окончательно выражение для энергетического спектра функции помеховой модуляции:

$$G_M(\Omega) = C_0 \sum_{p=0}^{\infty} I_p\left(\frac{\sigma_{\varphi_3}^2}{2}\right) G_{n_0\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M), \quad (40)$$

где $n_0 = \frac{1}{2} \sqrt{4p^2 + \sigma_{\varphi_3}^4} - 1$.

Таким образом, из выражения (40) видно, что при $\sigma_{\varphi_3}^2 \gg 1$ характер огибающей энергетического спектра существенно зависит от соотношения между средней частотой узкополосного случайного процесса Ω_M и энергетической шириной спектра $\Delta G_{n_0\varphi}$, определяемой огибающей $G_{n_0\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M)$. При этом возможны следующие случаи.

Случай 1: $\Omega_M > \Delta G_{n_0\varphi}$. Тогда непрерывная часть спектра сконцентрирована вокруг частот $p\Omega_M$ и огибающая непрерывной части представляет собой ряд неперекрывающихся огибающих $G_{n_0\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M)$, сдвинутых относительно друг друга на частоту Ω_M (рис. 3, сплошная кривая).

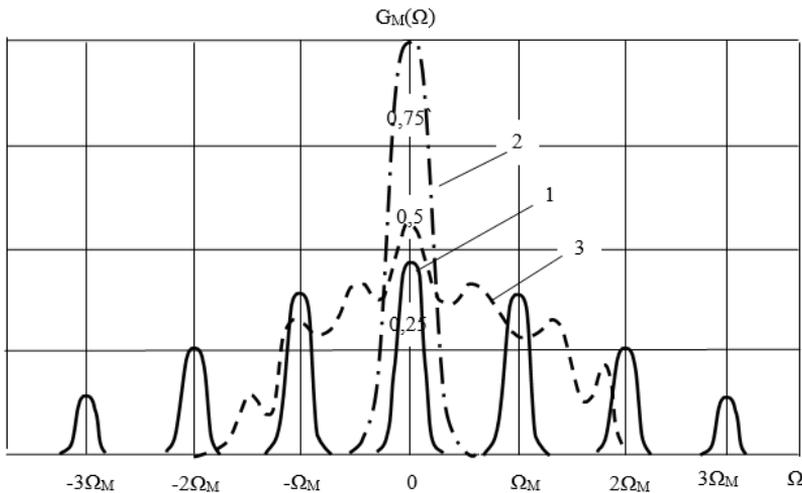


Рисунок 3 – Зависимость энергетического спектра функции помеховой модуляции $G_M(\Omega)$ от частоты Ω , где: 1 – $\Omega_M > \Delta G_{n_0\varphi}$; 2 – $\Omega_M \ll \Delta G_{n_0\varphi}$; 3 – $\Omega_M \leq \Delta G_{n_0\varphi}$

Случай 2: $\Omega_M \ll \Delta G_{n_0\varphi}$. В этом случае непрерывная часть спектра $G_M(\Omega)$, симметрично расположенная около частоты $\Omega = 0$, имеет огибающую:

$$G_M(\Omega) \approx \Delta G_{n_0\varphi}(\Omega).$$

Здесь учтено, что $p\Omega_M \ll G_{n_0\varphi}$, а следовательно, расширением непрерывной части спектра на частотах $p\Omega_M$ можно пренебречь и считать всю мощность сосредоточенной вокруг частоты $\Omega = 0$ (рис. 3, штрих-пунктирная линия).

Случай 3: $\Omega_M \leq \Delta G_{n_0\varphi}$. Огибающая $G_M(\Omega)$ в каждой точке находится суммированием значений в этой точке каждой из огибающих $G_{n_0\varphi}(\Omega \pm p\Omega_M)$ (рис. 3, пунктирная линия).

Математическое моделирование энергетического спектра функции помеховой модуляции при импульсно-флуктуационной мультипликативной (модулирующей) помехе. В некоторых случаях фазовые искажения могут носить характер импульсов, форма которых известна, однако амплитуда импульсов

и их положение являются случайными (например, при наводке импульсных помех по цепям питания усилителей). Найдем энергетический спектр функции помеховой модуляции для случая хаотической импульсной модулирующей помехи.

Пусть фазовые искажения сигнала представляют некоррелированную случайную последовательность импульсов со случайной амплитудой φ_n и постоянным тактовым интервалом T_M . форма импульсов задается детерминированной функцией $y(t)$, $0 < t \leq T_M$.

Учитывая, что вне интервала $nT_M < t \leq (n + 1)T_M$ для фиксированного n функция $y(t_n - nT_M)$ равна нулю, i -ю реализацию функции помеховой модуляции можно записать в виде

$$\dot{M}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{M}_n(t), \quad (41)$$

$$\text{где } \dot{M}_n(t) = \begin{cases} \exp\{j\varphi_n^{(i)} y(t - nT_M)\}, & nT_M < t \leq (n + 1)T_M; \\ 0, & t \leq nT_M, t > (n + 1)T_M, \end{cases}$$

$\varphi_n^{(i)}$ – i -я реализация φ_n .

Энергетический спектр нестационарного процесса (41) найдем путем усреднения текущего спектра во времени и по множеству [2, 6]

$$G_M(\Omega) = m_1 \left\{ \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2}{(2N+1)T_M} |\dot{S}_{iN}(\Omega)|^2 \right\}, \quad (42)$$

где $\dot{S}_{iN}(\Omega, t) = \int_{-\infty}^t \dot{M}(t) \exp\{-j\Omega t\} dt$ – текущий спектр i -й реализации функции помеховой модуляции; N – число импульсов в последовательности.

Текущий спектр функции помеховой модуляции (41) может быть записан в виде

$$\dot{S}_{iN}(\Omega, N) = \sum_{n=-N}^N g(\Omega, n, i) \exp\{-j\Omega nT_M\}, \quad (43)$$

где $g(\Omega, n, i) = \int_0^{T_M} \exp\{-j\varphi_n^{(i)} y(t')\} \exp\{-j\Omega t'\} dt'$ – спектр отрезка функции помеховой модуляции длительностью T_M .

Среднее значение спектра по множеству после вычисления запишется:

$$m_1 \left\{ |\dot{S}_{iN}(\Omega)|^2 \right\} = \sum_{n=-N}^N K_0(\Omega, n) + \sum_{n=-N}^N \sum_{l=-N}^N h_{n-l}(\Omega), \quad (44)$$

где

$$\begin{aligned} K_0(\Omega, n) &= m_1 \{ |\dot{g}(\Omega, n, i)|^2 \}; \\ h_{n-l}(\Omega) &= m_1 \{ \dot{g}(\Omega, n, i) g^*(\Omega, l, i) \exp\{-j\Omega(n-l)T_M\} \}; \\ \sum_{n=-N}^N K_0(\Omega, n) &= (2N + 1)K_0(\Omega). \end{aligned} \quad (45)$$

Учитывая выражения (42), (43) и (44), получим

$$G_M(\Omega) = \frac{2}{T_M} \left\{ K_0(\Omega) + \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{p=1}^{\infty} \left(1 - \frac{p}{2N+1} \right) [h_p(\Omega) + h_p(-\Omega)] \right\}. \quad (45)$$

Выражение (45) определяет общее выражение энергетического спектра функции помеховой модуляции с учетом взаимной корреляции параметров и позволяет получить спектр как при $N \rightarrow \infty$, так и при конечном числе модулирующих импульсов.

В выражении (45) функции $g(\Omega, i)$, $\exp\{j(n-l)\Omega T_M\}$ являются независимыми, так как амплитуда и период являются независимыми параметрами. Поэтому соотношение (45) можно переписать в виде

$$h_p(\Omega) = K_p(\Omega)H_p(\Omega), \quad (47)$$

где

$$K_p(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}(\Omega, n, \varphi_n) g^*(\Omega, l, \varphi_l) W(\varphi_n, \varphi_l, p) d\varphi_n d\varphi_l; \quad (48)$$

$$H_p(\Omega) = m_1 \{ \exp\{-j\Omega T_M p\} \} = \exp\{-j\Omega T_M p\}; \quad (49)$$

$W(\varphi_n, \varphi_l, p)$ – закон распределения глубины фазовых искажений.

При независимом изменении амплитуд φ_n от импульса к импульсу выражение (48) можно переписать в виде

$$K_p(\Omega) = |m_1 \{ \dot{g}(\Omega, \varphi) \}|^2 = K_{\infty}(\Omega).$$

После необходимых математических преобразований, учитывая соотношения (46)-(49), а также соотношение [56]

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \left[1 + 2 \sum_{p=1}^{2N} \left(1 + \frac{p}{2N+1} \right) \cos p\Omega T_M \right] = \frac{2\pi}{T_M} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta \left(\Omega - \frac{2\pi}{T_M} r \right),$$

окончательно получим

$$G_M(\Omega) = \frac{2}{T_M} \left\{ K_0(\Omega) - K_{\infty}(\Omega) + \frac{2\pi}{T_M} K_{\infty}(\Omega) \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - r\Omega_M) \right\}, \quad (50)$$

где

$$K_0(\Omega) = m_1 \left\{ \left| \int_0^{T_M} \exp\{j[\varphi_n y(t) - \Omega t]\} dt \right|^2 \right\};$$

$$K_{\infty}(\Omega) = \left| m_1 \int_0^{T_M} \exp\{j[\varphi_n y(t) - \Omega t]\} dt \right|^2; \quad \Omega_M = 2\pi/T_M.$$

Из выражения (50) видно, что энергетический спектр функции помеховой модуляции при импульсно-флуктуационной модулирующей помехе с детерминированным тактовым интервалом представляет собой сумму непрерывной и дискретной частей.

Определим энергетический спектр (50) функции помеховой модуляции, когда фазовые искажения сигнала представляют импульсную последовательность, форма которой определяется функцией

$$y(t) = \frac{\varphi_n}{T_M} t, \quad 0 < t \leq T_M.$$

Пусть изменения φ_n подчиняются нормальному закону распределения со средним φ_0 и дисперсией σ_{φ}^2 . После вычисления функций $K_0(\Omega)$, $K_{\infty}(\Omega)$ с учетом (50) получим следующие выражения для непрерывной G_V и дискретной G_D частей спектра $G_M(\Omega)$:

$$G_V(\Omega) = \frac{2\sqrt{2\pi} T_M}{\sigma_{\varphi}} \exp \left\{ -\frac{(\Omega_0 - \Omega)^2 T_M^2}{2\sigma_{\varphi}^2} \right\} - \frac{4\pi T_M}{\sigma_{\varphi}^2} \exp \left\{ -\frac{(\Omega_0 - \Omega)^2 T_M^2}{2\sigma_{\varphi}^2} \right\},$$

$$G_D(\Omega) = \frac{8\pi^2}{\sigma_{\varphi}^2} \exp \left\{ -\frac{(\Omega_0 - \Omega)^2 T_M^2}{2\sigma_{\varphi}^2} \right\} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - r\Omega_M),$$

где $\Omega_0 = \varphi_0/T_M$.

Отношение мощностей непрерывной и дискретной частей спектра при $\sigma_{\varphi}^2 \gg 1$ составляет

$$\frac{G_V(\Omega)}{G_D(\Omega)} = \frac{\sigma_{\varphi}}{2\sqrt{2\pi} \Omega_M} \exp \left\{ -\frac{4\pi^2}{\sigma_{\varphi}^2} \frac{\Omega^2}{\Omega_M^2} \right\},$$

$$\eta = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_V(\Omega) d\Omega}{\int_{-\infty}^{\infty} G_D(\Omega) d\Omega} = \frac{\sigma_{\varphi}}{\sqrt{\pi}} - 1.$$

Мощность составляющей спектра на частоте $\Omega = 0$, определяющей отно-

сительный уровень постоянной составляющей функции помеховой модуляции, запишем в виде

$$\alpha_0 = \frac{8\pi^2}{\sigma_\varphi^2} \exp \left\{ -\frac{\varphi_0^2}{\sigma_\varphi^2} \right\}.$$

Аналогично можно показать, что в том случае, когда дисперсия фазовых искажений $\sigma_\varphi^2 \ll 1$, спектр состоит лишь из дискретных составляющих:

$$G_M(\Omega) = 2\pi \left[\frac{\sin(\Omega - \Omega_0)T_M/2}{(\Omega - \Omega_0)T_M/2} \right] \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - r\Omega_M) = G_D(\Omega).$$

Вывод. Таким образом были рассмотрены и проанализированы математические модели корреляционных функций и энергетические спектры функции помеховой модуляции, когда изменения фазы и амплитуды взаимосвязаны, когда они представляю собой узкополосный случайный процесс, а также когда изменения фазы представляет собой нестационарный импульсно-флуктуационный процесс.

Показано, что при наличии узкополосной мультипликативной (модулирующей) помехи в энергетическом спектре функции помеховой модуляции присутствует дискретная составляющая, мощность которой зависит от глубины фазовых искажений. Характер распределения непрерывной части энергетического спектра по частоте существенно зависит при постоянной глубине фазовых искажений от отношения ширины энергетического спектра фазовых искажений к его средней частоте.

Показано, что при импульсно-флуктуационной модулирующей помехе с детерминированным тактовым интервалом энергетический спектр функции помеховой модуляции представляет собой сумму непрерывной и дискретной частей. Если дисперсия фазовых искажений значительно меньше единицы, спектр будет состоять лишь из дискретных составляющих.

Литература

1. Лебедев Н.Н. Специальные функции и их приложения. – 2-е изд., перераб. и доп. // М.: ГИФМЛ. 1963. 358 с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. // М.: Радио и связь. 1989. 656 с.
3. Лунник Ю.В. Разложение вероятностных законов // Ленинград, Изд-во ЛГУ. 1960. 264 с.
4. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Т.1, 2. Пер. с англ. Под ред. Б.Р. Левина // М.: Сов. Радио. 1961 и 1962. 1621 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп. // М.: Радио и связь. 1982. 624 с.
6. Харькевич А.А. Спектры и анализ. Серия: «Классика инженерной мысли: радиотехника» // М.: Изд-во ЛИБРОКОМ. 2009. 240 с.

УДК 004.891

Векторные представления рёбер графа онтологии как инструмент для анализа и генерации новых данных

О.П. Мосалов, кандидат физико-математических наук, заведующий учебно-научной лабораторией интеллектуальных систем управления, Государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Московской области «Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза, летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область

Рассмотрено несколько способов формирования векторных представлений рёбер в графе онтологии. Проведены вычислительные эксперименты по предсказанию новых рёбер с использованием этих способов. Предложены две метрики для сравнения алгоритмов генерации новых рёбер. Продемонстрирован алгоритм, который может использоваться в качестве базового в дальнейших исследованиях.

Графы онтологии, векторные представления графов, предсказание рёбер в графах, машинное обучение.

Edge embedding of ontology graphs as a tool for analysis and generation of new data

O.P. Mosalov, Ph.D., head of the educational and scientific laboratory of intellectual control systems, State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region «Technological University named after twice Hero of the Soviet Union, pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region

Several methods of building of edge embedding in ontology graphs are considered. Computational experiments to predict new edges by the proposed methods are fulfilled. Two metrics for edge generation algorithms are suggested. An algorithm that can be used as a baseline is demonstrated.

Ontology graphs, graph embedding, link prediction, machine learning.

Анализ данных в современной экономике является одним из основных конкурентных преимуществ. Однако, не все данные легко представимы в виде, подходящем для машинного анализа. Поэтому в последнее время активно исследуются подходы, позволяющие работать с плохо структурированными, неудобными для обработки, данными.

Одним из таких форматов являются графы онтологий [3,4]. Онтологией называется [1] объединение четырёх множеств: экземпляров, понятий, атрибутов

и отношений. Экземпляры соответствуют объектам или сущностям предметной области, понятия – выделенным группам объектов, атрибуты – всевозможным свойствам объектов, отношения – взаимосвязям между объектами.

В данной работе рассматривается структура графа онтологии, в которой нет атрибутов, количество понятий ограничено при построении, а количества экземпляров и отношений могут быть любыми и определяются только имеющимися данными. Таким образом, граф онтологии может быть записан в виде: $G = (V, E, L)$, где V – множество вершин (объектов), E – множество рёбер (отношений), L – множество слоёв (понятий).

В работе [2] был рассмотрен алгоритм предсказания существования рёбер в графе $G = (V, E)$ на основании информации об уже известных рёбрах с использованием генеративно-состязательной сети. Для построения набора образцов, необходимых для настройки такой сети, использовался следующий базовый алгоритм: на основании множества вершин графа V строится множество всех возможных рёбер $\hat{E} = V \times V$, для каждого возможного ребра (v_i, v_j) определяется $\alpha(v_i, v_j)$ – признак его наличия в множестве E :

$$\alpha(v_i, v_j) = \begin{cases} 1, & (v_i, v_j) \in E \\ 0, & (v_i, v_j) \notin E \end{cases} \quad (1)$$

после чего формируется множество X , состоящее из трёхэлементных кортежей:

$$x(i, j) = \{f(v_i), f(v_j), \alpha(v_i, v_j)\}, \quad (2)$$

где $v_i, v_j \in V$, а f – некая функция, преобразующая ребра в числовые векторы. Образцы, в итоге, формировались путём конкатенации заранее определённого количества N_X случайно выбранных элементов множества X :

$$s_i = x_1 \cdot \dots \cdot x_{N_X} \quad (3)$$

В данной работе описываются и сравниваются несколько вариантов выбора функции f .

Формальная постановка задачи. Рассматриваются граф онтологии $G = (V, E, L)$ и алгоритм предсказания существования рёбер в этом графе $A: G \rightarrow E'$, где $E' \subset V \times V$ и $E' \cap E = \emptyset$, то есть данный алгоритм позволяет находить новые, ранее неизвестные, отношения между экземплярами онтологии.

Алгоритм имеет внутреннюю структуру: $A = A_3(A_2(A_1))$, где A_1 преобразует граф G в набор образцов заданного формата S ; A_2 генерирует новые данные того же формата; A_3 преобразует полученные новые данные обратно к виду ребер графа G :

$$A_1: G \rightarrow S, \quad (4)$$

$$A_2: S \rightarrow S', \quad (5)$$

$$A_3: S' \rightarrow E', \quad (6)$$

где $S, S' \subset \mathbb{R}^K$ – множества числовых векторов.

В рамках задачи необходимо построить пару преобразований A_1 и A_3 , которые, при заданных алгоритме генерации A_2 с использованием генеративно-состязательной сети [2], сформируют достаточно качественный результат.

Для этого нужно выбрать формулу f , то есть определить правило, по ко-

тому ребру графа можно поставить в соответствие числовой вектор: $f:V \rightarrow \mathbb{R}^{N_{emb}}$, где N_{emb} – размерность такого вектора.

Преобразование такого объекта, как ребро графа, в числовой вектор называется построением векторного представления или эмбединга данного объекта.

Векторные представления графов. Векторные представления объектов в машинном обучении являются распространённым способом преобразования информации, которая изначально собрана в виде, отличном от числовых векторов. Наиболее широко данный подход применяется в обработке естественных языков для преобразования текста в числовой формат, удобный для дальнейшего применения существующих алгоритмов и моделей [9].

Успешное применение векторных представлений в задачах, связанных с данными в виде текстов на естественных языках, привело к разработке алгоритмов для построения таких представлений и для других типов сложных объектов, в том числе графов [10]. Аналогично тому, как векторные представления в обработке естественных языков строятся изначально на уровне отдельных слов, а затем, при необходимости, объединяются в более высокоуровневые векторные представления предложений и целых текстов, для графов векторные представления изначально строятся для отдельных рёбер.

Существуют алгоритмы различной сложности по построению векторных представлений рёбер графа, учитывающие различную имеющуюся информацию о вершинах ребра, о типе связи, о ближайшей окрестности рассматриваемого ребра, а также другую информацию как о графе, так и в целом о предметной области, которую он описывает [5].

Рассмотренные реализации векторных представлений и критерии их сравнения. В данном исследовании рассмотрены два основных подхода к формированию векторных представлений рёбер графов. В обоих случаях для имеющегося графа $G = (V, E, L)$ векторные представления строятся в соответствии с (1, 2):

$$emb((v_i, v_j)) = x_{ij} = (f(v_i), f(v_j), \alpha(v_i, v_j)).$$

Первый подход не учитывает информацию о слоях и формирует векторные представления (4) только с учётом информации о наличии или отсутствии рёбер в графе. В этом случае в качестве значений функции f используется порядковый номер вершины: $f(v_i) = i$ и $emb((v_i, v_j)) = (i, j, \alpha(v_i, v_j))$.

При этом обратное преобразование сгенерированных векторов $s' \in S'$ к рёбрам графа (6) осуществляется следующим образом: вектор s' разделяется на N_x частей, каждая из которых имеет вид (s'_1, s'_2, s'_3) . Вычисляется среднее количество известных рёбер в образцах s и отбирается такое же количество частей s' с максимальными значениями s'_3 . Далее вычисляется, каким значениям i и j соответствуют значения s'_1 и s'_2 и получившиеся рёбра (v_i, v_j) считаются сгенерированными.

Второй подход явно учитывает информацию о слоях и формирует векторные представления (4) с учётом принадлежности отдельных вершин ребра к

слоям. В таком случае значение $f(v_i)$ в свою очередь является вектором, размерность которого равна количеству слоёв в графе $\|L\|$. Тому слою, к которому принадлежит вершина v_i , соответствует компонента вектора с порядковым номером вершины, остальные компоненты вектора равны нулю:

$$f(v_i)_k = \begin{cases} i, & v_i \in l_k, \\ 0, & v_i \notin l_k, \end{cases} \text{ где } i = 1, \dots, \|V\|; k = 1, \dots, \|L\|.$$

Таким образом, векторное представление ребра (v_i, v_j) имеет вид $emb((v_i, v_j)) = ((f(v_i)_1, \dots, f(v_i)_{\|L\|}), (f(v_j)_1, \dots, f(v_j)_{\|L\|}), \alpha(v_i, v_j))$.

Для удобства работы с такими векторами их можно сделать плоскими, т.е. преобразовать компоненты вложенных векторов в компоненты самого вектора:

$$emb((v_i, v_j)) = (f(v_i)_1, \dots, f(v_i)_{\|L\|}, f(v_j)_1, \dots, f(v_j)_{\|L\|}, \alpha(v_i, v_j)).$$

Обратное преобразование (6) строится аналогично первому подходу, только s'_1 и s'_2 , на основании которых вычисляются i и j , являются не числами, а векторами длины $\|L\|$. Значения i и j выбираются как порядковые номера максимальных компонент векторов s'_1 и s'_2 соответственно.

Сравнивая два описанных подхода, можно отметить, что в первом подходе векторные представления имеют длину $|emb((v_i, v_j))| = 3$, в то время как во втором подходе $|emb((v_i, v_j))| = 2\|L\| + 1$, то есть вычисление и хранение векторных представлений во втором подходе более затратно. Однако, учёт информации о слоях позволяет лучше описать внутреннее устройство графа онтологии и ожидать более качественные результаты.

Для оценки качества работы отдельных алгоритмов и сравнения их между собой необходима некая метрика. Ранее, в [2] в качестве метрики подобных генеративных моделей рассматривалось расстояние Фреше [7] между распределениями образцов и сгенерированных векторов. Однако, в связи с тем, что при разных способах построения векторных представлений мы имеем дело с пространствами разных размерностей, расстояние Фреше уже не будет удобным инструментом сравнения алгоритмов, хотя для оценки качества работы отдельных алгоритмов его всё ещё можно эффективно использовать.

В качестве более универсальной метрики алгоритмов генерации в данной работе рассматривается количество уникальных сгенерированных новых рёбер N , которое определяется следующим образом: после завершения обучения нейросетевого блока алгоритма (5) генерируется большое количество N_{gen} векторов $s'_i \in S'$, $i = 1, \dots, N_{gen}$, из каждого из них извлекаются ранее неизвестные рёбра, после чего вычисляется общее количество уникальных рёбер для всех сгенерированных векторов. Ожидается, что хорошо работающая модель будет приводить к значениям такой метрики, которые, во-первых, не слишком велики по сравнению с количеством известных рёбер, во-вторых, стабилизируются при росте количества сгенерированных векторов:

$$\begin{cases} N \sim \|E\| \\ \exists \hat{N}: \lim_{N_{gen} \rightarrow \infty} N = \hat{N} \end{cases}$$

В качестве дополнительной метрики используется количество уникальных сгенерированных новых рёбер, которые были получены более одного раза. При достаточно больших значениях N_{gen} рёбра, которые были получены ровно в одном экземпляре, могут быть следствием погрешности работы модели либо представлять собой какие-то осмысленные, но требующие дополнительного анализа данные.

Итого, от алгоритма ожидается, что при генерации большого количества векторов, извлечённые из них рёбра будут повторяться, и, в пределе, модель сгенерирует некое множество новых рёбер, размер которого перестанет увеличиваться с ростом количества сгенерированных векторов.

Описание проведённых вычислительных экспериментов и их основные результаты. Граф онтологии, исследованный в данной работе, описывает информацию о предметной области, связанной с аддитивными технологиями, 3D-печатью и использованием различных, в том числе неметаллических, материалов. Параметры данного графа следующие: количество вершин – около 350, количество рёбер – около 550, количество слоёв – 4.

Численное моделирование проводилось с использованием языка программирования Python и библиотеки Keras [6]. Исследовались оба описанных выше подхода к построению векторных представлений: с использованием информации о слоях и без неё.

Так как выбор способа построения векторных представлений влияет на их размерность, то значения гиперпараметров генеративно-состязательной сети зависит от анализируемого подхода. Количество элементов множества X , используемых для формирования одного образца, во всех экспериментах было выбрано как $N_X = 1000$.

При первом подходе размер векторного представления одного ребра $\left| \text{emb} \left((v_i, v_j) \right) \right| = 3$, таким образом размеры входного слоя дискриминатора и выходного слоя генератора равны $N_X \left| \text{emb} \left((v_i, v_j) \right) \right| = 3000$.

При втором подходе размер векторного представления одного ребра $\left| \text{emb} \left((v_i, v_j) \right) \right| = 9$ и размеры входного слоя дискриминатора и выходного слоя генератора равны $N_X \left| \text{emb} \left((v_i, v_j) \right) \right| = 9000$.

Остальные параметры искусственных нейронных сетей генератора и дискриминатора были одинаковы. Генератор имел 100 нейронов во входном слое, 250 – в первом скрытом слое и 1000 – во втором скрытом слое. Но обоих скрытых слоях была использован активационная функция «Leaky ReLU» [8], на выходном слое – линейная функция. Дискриминатор имел 1500 нейронов в первом скрытом слое, 500 – во втором и 50 – в третьем, на всех скрытых слоях также использовалась активационная функция «Leaky ReLU». Выходной слой содержал

один нейрон с сигмоидой в качестве активационной функции.

Так же были рассмотрены два способа приведения компонент векторов образцов к единому интервалу значений: линейные преобразования к отрезку $[0, 1]$ или к отрезку $[-1, 1]$.

Итого, было проведено четыре серии экспериментов: с двумя подходами вычисления векторных представлений и двумя способами приведения к единому интервалу. Для всех четырех вариантов генеративно-состязательных сетей процесс обучения прошёл успешно, однако выбранные метрики показали различные значения.

Ниже на рисунках 1-4 представлены графики, показывающие изменение обеих метрик в зависимости от количества сгенерированных векторов. Сплошной линией показано значение количества уникальных сгенерированных новых рёбер, пунктирной линией – количество уникальных сгенерированных новых рёбер, которые были получены более одного раза).

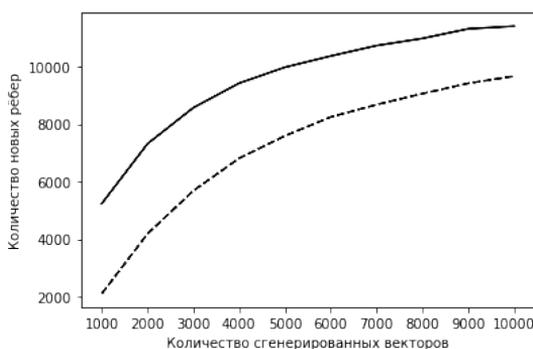


Рисунок 1 – Векторные представления без учёта информации о слоях, преобразование значений к отрезку $[0, 1]$

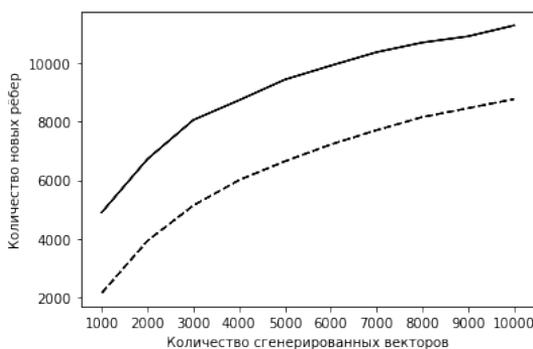


Рисунок 2 – Векторные представления без учёта информации о слоях, преобразование значений к отрезку $[-1, 1]$

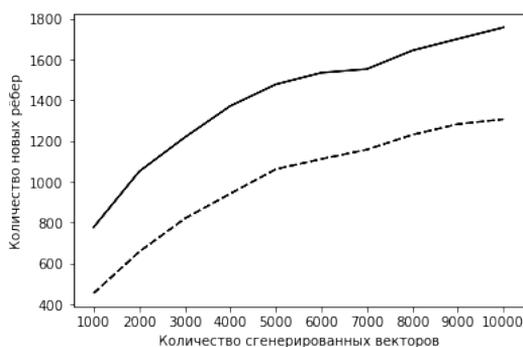


Рисунок 3 – Векторные представления с учётом информации о слоях, преобразование значений к отрезку [0, 1]

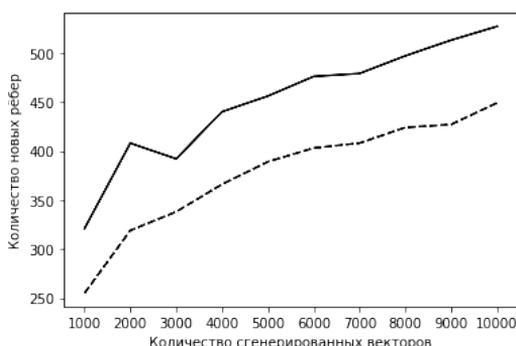


Рисунок 4 – Векторные представления с учётом информации о слоях, преобразование значений к отрезку [-1, 1]

Можно увидеть, что во всех экспериментах наблюдается ожидаемые результаты – рост количества новых уникальных рёбер замедляется с увеличением числа сгенерированных векторов. При этом четвёртый эксперимент показывает наименьшие абсолютные значения новых рёбер, при том, что их количество всё ещё довольно велико, поэтому именно эти результаты имеет смысл рассматривать как базовые, сравнивая другие алгоритмы и наборы гиперпараметров с ним.

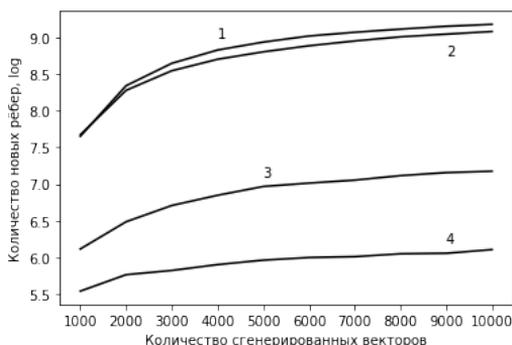


Рисунок 5 – Сравнение результатов всех четырёх экспериментов (в логарифмической шкале). Цифры соответствуют номерам экспериментов

Для удобства сравнения на рисунке 5 представлены результаты всех четырёх экспериментов. По оси ординат отложены логарифмы величины уникальных сгенерированных новых рёбер, которые были получены более одного раза.

В качестве одного из возможных направлений дальнейшего анализа полученных результатов было проведено сравнение множеств новых рёбер, полученных в рамках третьего и четвёртого экспериментов. Ниже на рисунке 6 представлен изначальный граф, а на рисунке 7 – рёбра, которые были получены более одного раза и в третьем, и в четвёртом экспериментах.

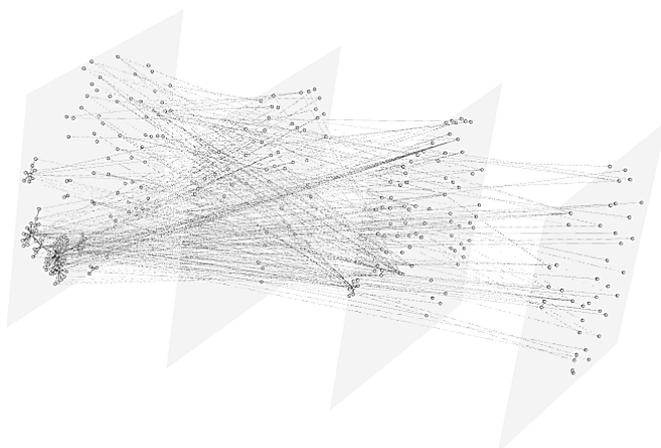


Рисунок 6 – Изначальный граф

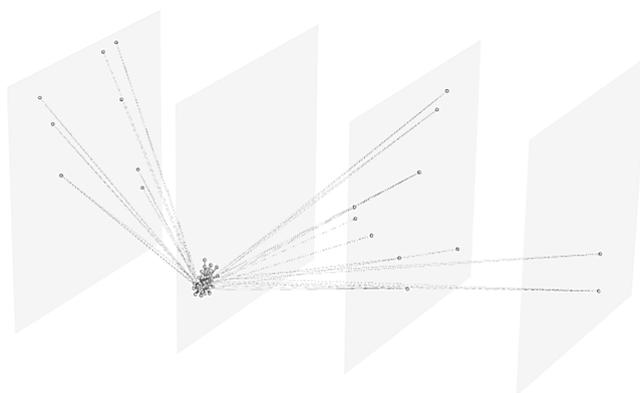


Рисунок 7 – Рёбра, сгенерированные по итогам третьего и четвёртого экспериментов

Выводы и планы дальнейших исследований. В данной работе рассмотрен подход к анализу графов онтологии, связанный с формированием векторных представлений отдельных рёбер графа. Проведены вычислительные эксперименты по предсказанию существования рёбер в графе с несколькими вариантами реализации векторных представлений. Предложен набор гиперпараметров, который может рассматриваться как точка отсчёта (baseline) для других ис-

следований. Сформулированы и применены на практике две метрики генеративных алгоритмов для графов.

В дальнейшем необходимо разработать и рассмотреть другие, более сложные и более точные алгоритмы формирования векторных представлений рёбер графов. При наличии процедуры сравнения различных алгоритмов на базе общих метрик можно будет проводить анализ качества работы отдельных алгоритмов и, при необходимости, эффективно объединять их.

Требуется провести более глубокий анализ множеств, которые получают при рассмотрении рёбер, полученных более N раз при $N > 1$. Возможно введение критерия достоверности для новых рёбер, основанного на том, как часто конкретное ребро получается в результате работы генеративного алгоритма.

Также необходимы дальнейшие исследования рёбер, одновременно предсказанных несколькими различными алгоритмами или различными реализациями одного алгоритма, для того чтобы проверить наличие зависимости между достоверностью ребра и количеством алгоритмов, нашедших его.

Литература

1. Лапшин В.А. Онтологии в компьютерных системах // М.: Научный мир. 2010.
2. Мосалов О.П. Использование генеративно-состязательных сетей в задаче предсказания существования рёбер в онтологическом графе // Информационно-технологический вестник. 2020. № 4(26). С. 96-103.
3. Муромцев Д., Волчек Д., Романов А. Индустриальные графы знаний – интеллектуальное ядро цифровой экономики // Control Engineering Россия. 2019. № 5 (83). С. 32-39.
4. Орлов Ю.Н., Парфенова Ю.А. Анализ структуры онтологического графа толкового словаря // Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша. 2017. № 31. 25 с.
5. Cai H., Zheng V.W., Chen-Chuan Chang K. A Comprehensive Survey of Graph Embedding: Problems, Techniques and Applications [Электронный ресурс]. URL: <https://arxiv.org/abs/1709.07604> (дата обращения: 02.02.2021).
6. Deep learning for humans [Электронный ресурс]. URL: <https://keras.io> (дата обращения: 01.06.2020).
7. Fréchet M. Sur la distance de deux lois de probabilité // C. R. Acad. Sci. Paris, 244. 1957. PP. 689-692.
8. Maas A.L., Hannun A.Y., Ng A.Y. Rectifier nonlinearities improve neural network acoustic models // ICML 2013 – 30th International Conference on Machine Learning (ICML). June 16-21. Atlanta. Georgia. Proceedings. 2013.
9. Mikolov T., Sutskever I., Chen K., Corrado G., Dean J. Distributed Representations of Words and Phrases and their Compositionality [Электронный ресурс]. URL: <https://arxiv.org/abs/1310.4546> (дата обращения: 05.11.2020).
10. Perozzi B., Al-Rfou R., Skiena S. Deepwalk: Online learning of social representations // In Proceedings of the 20th ACM SIGKDD international conference on Knowledge discovery and data mining. ACM. 2014. PP. 701-710.

УДК 004.04

Конструкция цепей дистанционного питания гибридного кабеля с коаксиальным элементом для сбора и обработки информации на базе систем видеонаблюдения

А.Б. Семенов, доктор технических наук, профессор,
НИУ Московский государственный строительный университет,
МГСУ, г. Москва,

К.Д. Буробина, магистр,
Московский технический университет связи и информатики,
МТУСИ, г. Москва,

С.А. Орлова, магистр,
Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области
«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область

Обоснована перспективность применения компьютерных систем управления с централизованной структурой. На примере системы видеонаблюдения показаны возможности коаксиальных, витопарных и волоконно-оптических кабелей при построении физического уровня подобных систем. Определено место коаксиального кабеля при реализации таких структур. Рассмотрены возможности комбинированных конструкций из коаксиальной трубки и дополнительных жил питания при подключении удаленной терминального сетевого компьютерного оборудования с коаксиальным интерфейсом. Предложен метод расчета площади поперечного сечения выделенных жил питания для такого кабеля, определены их конкретные значения в зависимости от требуемого расстояния и мощности потребления терминального оборудования. Продемонстрирована целесообразность применения повышенного напряжения питания для систем уличного исполнения при протяженности тракта свыше 300 м.

Компьютерная система управления, кабель для передачи видеосигнала, видеонаблюдение, длина кабельной линии, камера видеонаблюдения, расчет сечения кабеля питания.

Design of hybrid cable remote power supply circuits with a coaxial element for collecting and processing information based on video surveillance systems

A.B. Semenov, Doctor of Engineering Science, professor,
NRU Moscow State University of Civil Engineering, MGSU, Moscow,

K.D. Burobina, Master,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, MTUCI, Moscow,

S.A. Orlova, Master

State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region

The prospects of using computer control systems with a centralized structure are substantiated. The possibilities of coaxial, twisted-pair and fiber-optic cables for building the physical level of modern video surveillance systems are shown. The place of the coaxial cable in the implementation of such systems is determined. The possibilities of combined structures made of a coaxial tube and additional power wires when connecting a remote TV camera are considered. A method is proposed for calculating the cross-sectional area of the separated power wires for such a cable, and their specific values are determined depending on the required distance and power consumption of the TV camera. The expediency of using increased supply voltage for street systems with a cable channel length of more than 300 m is demonstrated.

Computer control system, cable for video signal transmission, video surveillance, cable line length, calculation of the cross-section of the power line.

Современные системы управления в ряде случаев реализуются по распределенному принципу, что требует объединения отдельных устройств вычислительной техники в сеть. Для решения этой задачи могут использоваться различные технические средства, однако в большинстве случаев для этого привлекаются кабельные каналы.

Одной из важнейших составных частей системы управления является система видеонаблюдения, которая решает задачу обеспечения безопасности различных архитектурных и инженерных объектов и находящихся на них лиц.

Современные системы видеонаблюдения занимают одно из ключевых мест в структуре комплекса технических средств, обеспечивающих функционирование инфокоммуникационных систем различного назначения [1, С.5], а также различных архитектурных и инженерных объектов, входящих в состав этих систем, и находящихся на них лиц [2, С.12]. Оборудование, реализующее подобные системы, массово применяется для охраны периметров масштабных объектов, для контроля производственных процессов на предприятиях, в учебных заведениях, торговых залов обычных магазинов и супермаркетов, объектов гражданского строительства общественного и жилого назначения. Применение систем видеонаблюдения в составе инфокоммуникационных систем позволяет оперативно выявлять нештатные ситуации, минимизировать их вредные последствия, сократить количество краж и реализовать ряд иных хорошо известных полезных функций [4, С.3].

Современная система видеонаблюдения в основной массе случаев образует сложную разветвленную структуру с вынесенными телекамерами. Последнее означает возникновение проблемы их электропитания, решение которой традиционными способами прокладкой выделенного силового кабеля требует значительных дополнительных затрат. Стоимостная оптимизация проекта возможна

обращением к комбинированным (гибридным) конструкциям, которые, наряду с цепями передачи информационных сигналов, содержат также дополнительные жилы электропитания относительно невысокого поперечного сечения. Подобные изделия достаточно популярны в электросвязи и применялись на практике буквально с первых шагов ее существования как самостоятельного технического направления [5, С.21].

Пути решения проблемы электропитания терминальных устройств распределенных систем управления

Современная система видеонаблюдения может рассматриваться как составная часть распределенной системы управления [1, С.15]. В основной массе случаев такая система представляет собой сложную разветвленную структуру с вынесенными телекамерами. Данная особенность приводит к большим сложностям их гарантированного электропитания. Решение соответствующей задачи на основе традиционного подхода с прокладкой выделенного силового кабеля, подключаемого к источнику бесперебойного питания, сопровождается значительными дополнительными затратами. Кроме того, неизбежным следствием подобного подхода становится снижение эксплуатационной надежности, определяемая хотя бы увеличением количества отдельных компонентов, работающих при повышенном напряжении.

С учетом указанных обстоятельств оптимизация физического уровня этой части проекта системы управления возможна обращением к комбинированным (гибридным) линейным кабелям. От обычных они отличаются тем, что, наряду с цепями передачи информационных сигналов, содержат также дополнительные жилы электропитания. Довольно высокая популярность подобных изделий определяется тем, что

- их изготовление не требует изменения базовой технологии и не вызывает проблем у промышленности;
- по массогабаритным показателям подобные изделия мало проигрывают специализированным кабелям;
- процесс выполнения инсталляционных работ не отличается высокой сложностью.

Экономическая выгода от обращения к комбинированным конструкциям обеспечивается в первую очередь несколько меньшей стоимостью комбинированного изделия по сравнению с общей стоимостью двух отдельных кабелей, а также снижением стоимости монтажных работ за счет фактического двукратного сокращения объема операций по инсталляции кабеля в его линейной части. Кроме того, появляются перспективы оптимизации его конструкции под типовые условия эксплуатации с учетом типовых характеристик обслуживаемой терминальной техники в части энергопотребления.

Разработка и серийное производство специализированных гибридных конструкций для построения информационных систем экономически оправданы за счет потенциально больших объемов их потребления. Последнее обусловлено большим количеством терминальных устройств, работоспособность которых может быть обеспечена питанием от централизованного источника. В качестве

примера допустимо сослаться на телекамеры дистанционного наблюдения, совокупность которых вместе с видеосерверами и видеорегистраторами образует самостоятельную подсистему в составе комплексной информационной системы предприятия.

Первоначально комбинированные конструкции были отработаны в электросвязи, где использовались как средство обеспечения работоспособности промежуточных усилителей и регенераторов систем междугородной связи. С учетом характерного для последнего времени быстрого роста масштабов областей охвата информационных систем, разворачиваемых на масштабных архитектурных объектах различного назначения, у этой техники появляется новая емкая область применения.

Разновидности кабелей для передачи видеосигнала

Специализированный гибридный кабель для подключения различных терминальных устройств распределенных систем управления, в т.ч. телекамер, содержит следующие основные разновидности цепей:

- для передачи информационных сигналов (в системе видеонаблюдения - изображения от телекамеры к контрольному монитору или видеорегистратору);
- для передачи тока электропитания.

В случае необходимости они могут быть дополнены опциональными компонентами для передачи сигналов микрофона; управления, вспомогательных сигналов и аналогичных им.

Сигнальные электропроводные цепи комбинированных конструкций представлены витыми парами и коаксиальными трубками [5, С.13].

В основу конструкция кабеля на основе витых пар положены решения, заимствованные из техники структурированных кабельных систем. В необходимых случаях осуществляется дополнительная адаптация к условиям эксплуатации. Как результат, подобный кабель содержит преимущественно четыре пары, рисунок 1. С учетом относительно небольших скоростей видеосигнала цифровых IP-камер определенную популярность получили также изделия в 2-парном исполнении с характерным поперечным сечением, форма которого близка к овальной.

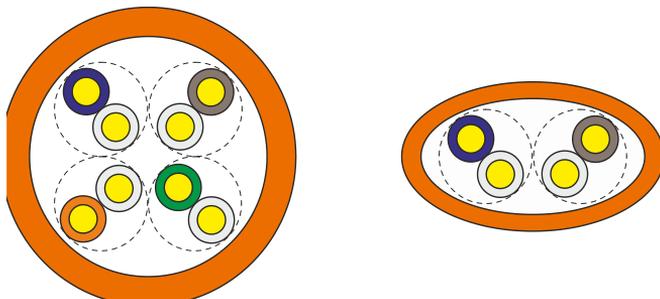


Рисунок 1 – Кабель из витых пар в 4-парном (слева) и 2-парном (справа) исполнении

Адаптация к условиям эксплуатации конструкций рассматриваемой разновидности сводится преимущественно к применению водостойких оболочек, которые позволяют выполнять прокладку на открытом воздухе. Из-за довольно высокого затухания витой пары даже высоких категорий дальность действия систем видеонаблюдения на основе таких кабелей обычно не превышает 150 м. В случае применения специализированных изделий величина этого параметра может быть практически удвоена и вплотную приближается к 300 м [3, С.12].

Большинство кабелей с витопарными цепями передачи сигналов имеют U/UTP-исполнения, т.е. не содержат любых видов экранирующих покрытий и оболочек. Фокусная область применения экранированных конструкций – системы управления, линейная часть которых эксплуатируется в сложной помеховой обстановке, а также системы, в отношении которых выдвигаются дополнительные требования в части предотвращения несанкционированного доступа к передаваемой информации.

Несмотря на наличие явно выраженного тренда на всеобщую «цифровизацию» систем управления, для реализации систем видеонаблюдения как их составной части большой популярностью пользуется применение аналоговые телекамер. Причина такого положения дел – достаточно высокая дальность связи, что позволяет сравнительно легко реализовывать централизованные структуры. При обращении к такой технике для подключения камеры к монитору и регистратору центрального узла системы видеонаблюдения привлекается коаксиальный кабель, длина которого может достигать 600 м [3, С.12]. Одновременно коаксиальная конструкция без проблем обеспечивает дистанционное питание. Для этого в составе кабеля предусматриваются дополнительные жилы, которые внедряются в серийные комбинированные изделия по двум основным схемам: укладываются под общую оболочку или интегрируются с коаксиальной трубкой в конструкции «восьмерке», рисунок 2.

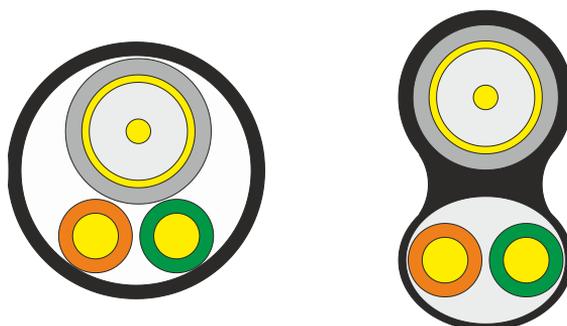


Рисунок 2 – Варианты исполнения гибридного коаксиального кабеля с дополнительными жилами дистанционного питания

Известны также волоконно-оптические гибридные кабели. Фокусная область применения этих изделий – подключение тех телекамер информационных систем, которые находятся на удалении порядка одного километра и более от места установки монитора и/или видеорегистратора. При этом выделенные жилы дистанционного питания отличаются увеличенным поперечным сечением, что

соответствует увеличенной протяженности тракта передачи. Примеры некоторых конструкций таких изделий приведены на рисунке 3 [8, С.20].

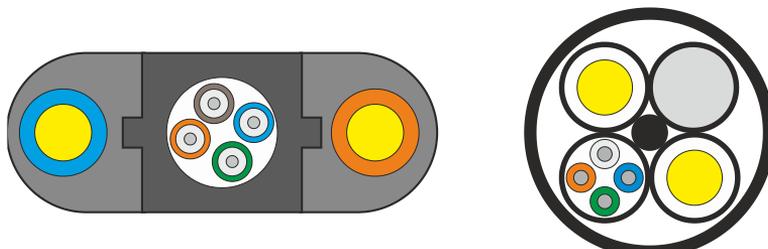


Рисунок 3 – Варианты исполнения гибридного волоконно-оптического кабеля с жилами дистанционного питания

Совмещение цепей передачи сигналов и питания в электропроводных конструкциях

В случае реализации сигнальных цепей кабеля в виде электропроводных компонентов потенциально возможно и практически достаточно часто используется частичное или полное совмещение цепей передачи дистанционного питания и информационных сигналов. Это позволяет дополнительно улучшить потребительские качества изделия в целом [8, С.21]. В рамках реализации такого подхода известна популярная в современных информационных системах технология PoE [11, С.25] в различных вариантах ее исполнения.

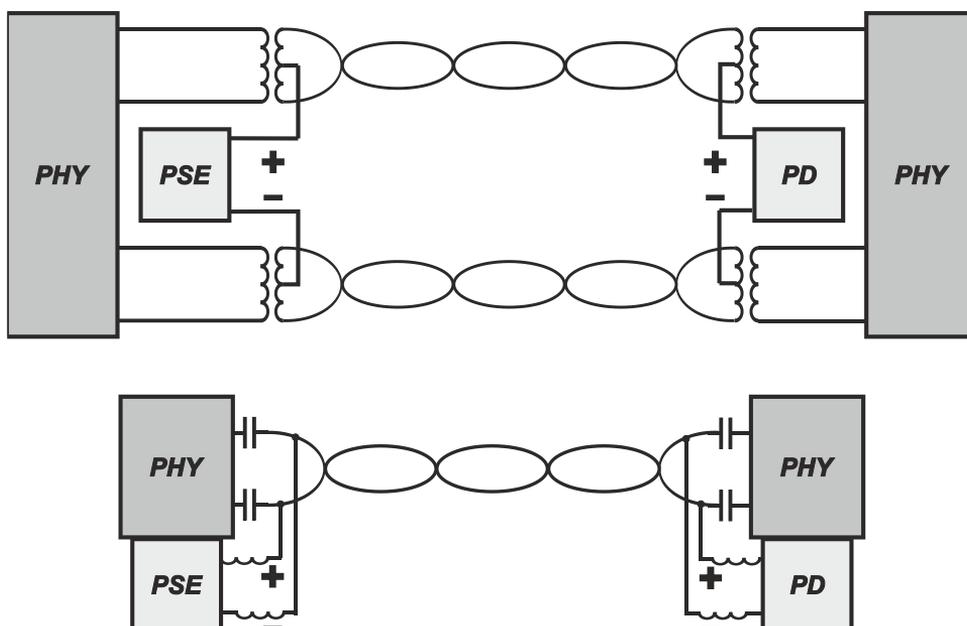


Рисунок 4 – Варианты подачи напряжения дистанционного питания стандартов группы PoE на терминальное устройство системы управления по витым парам симметричных кабелей (фантомная схема сверху, однопарная схема снизу)

Возможны однопарная и многопарная схемы передачи напряжения дистанционного питания. Неизбежно возникающая в комбинированных конструкциях проблема развязки цепей источника PSE и приемника PD напряжения питания и схем физического уровня PHY передачи информационных сигналов в случае однопарной и многопарной схем решается по-разному.

Для многопарных схем наиболее целесообразной оказывается обращение к фантомной схеме передачи тока с включением блоков PSE и PD в среднюю точку трансформаторов гальванической развязки так, как это показано на рисунке 4. Сильная сторона подобного подхода – существенное упрощение развязки сигнальных и питающих цепей, а также по меньшей мере двукратное увеличение тока дистанционного питания по сравнению с однопарной схемой.

В однопарной схеме функции элементов развязки берут на себя несложные цепочки из конденсаторов и дросселей.

Проблема выбора коаксиального кабеля для системы видеонаблюдения

Аналоговые телекамеры изначально рассчитаны на работу с коаксиальными кабелями. Напряду с такими важными для широкой инженерной практики свойствами как простота их инсталляции и обслуживания, они выгодно отличаются невысокой ценой. Одновременно за счет относительно небольшого коэффициента затухания коаксиальной трубки они удачно закрывают нишу линий средней протяженности длиной в несколько сотен метров. За счет этого, в отличие от IP-систем на основе цифровых телекамер, при реализации такой линии не требуется применение промежуточных репитеров [6].

Таблица 1 – Рекомендуемая максимальная длина различных моделей коаксиального кабеля при их использовании в составе систем видеонаблюдения

Модель	Рекомендуемое значение, м
PK-75-2-11a	200
PK-75-2-11	300
PK-75-2-13	350
PK-75-4-11, PK-75-4-11a, PK-75-4-12, PK-75-4-15, PK-75-4-16, RG-59, RG-6	600
RG-6U, RG-6WE	650

В процессе выбора типа коаксиального кабеля для системы видеонаблюдения его параметры обычно рассматриваются под углом зрения обеспечения качества передачи видеосигнала [7]. Это позволяет определить ту пороговую протяженность линии, при которой еще возможно обеспечение необходимого для нормальной эксплуатации системы. Пример результатов таких расчетов представлен в таблице 1 [12, С.811-870]. Одновременно известные методики расчета электропитания телекамеры постоянным током как терминального устройства, см., например, [6] не отличаются высокой точностью. Прямым следствием такого положения дел становится то, что при построении реально реализуемых

систем приходится применять гибридные кабели с завышенным сечением жил дистанционного питания. С учетом того, что медь является наиболее дорогостоящим сырьевым компонентом конструкции, это ощутимо сказывается на бюджете проекта и отрицательно сказывается на его экономических характеристиках.

Цель работы заключается в устранении указанных недостатков и оптимизации поперечного сечения жил дистанционного питания. Выделенные жилы считаются оптимальными по сечению, если происходит одновременное достижение ограничений предельной протяженности линии по качеству передачи сигнала и возможностям системы дистанционного питания в части поддержки нормальной работоспособности телекамеры или иного терминального устройства с коаксиальным интерфейсом системы управления. Предельная протяженность линии как параметр считается фиксированной и приведена в таблице 1.

Расчетная модель и схема метода

В качестве основы выполнения дальнейших выкладок использована простейшая модель цепей электропитания, которая представлена на рисунке 5.

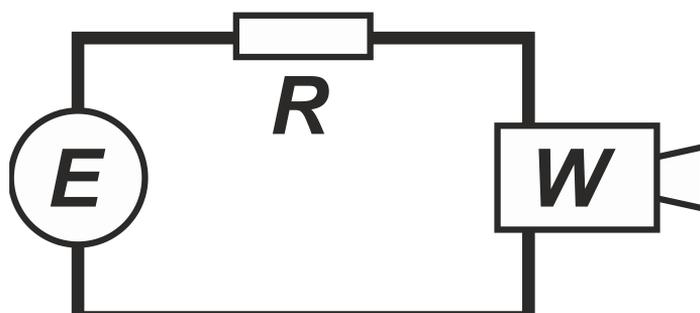


Рисунок 5 – Расчетная схема линии видеонаблюдения

Считается, что

- степень развязки сигнальных цепей контрольного монитора и самой телекамеры, а также прочих устройства вычислительной техники и блоков дистанционного питания настолько высока, что их взаимным влиянием на функционирование друг друга можно пренебречь;
- дополнительные провода дистанционного питания не скручены и имеют одинаковое поперечное сечение.

Последнее означает отсутствие необходимости отдельного учета увеличения протяженности жил симметричной цепи за счет скрутки, превышающего в некоторых случаях десять процентов (коэффициент укрутки равен единице) и оказывающего значимое влияние на общее сопротивление протекания тока дистанционного питания.

Выходное напряжение источника дистанционного питания в диапазоне допустимых нагрузок и с учетом неизбежных производственных допусков производителя из-за особенностей схемной реализации и конечного внутреннего сопротивления может естественным образом меняться в пределах от U_{\max} до U_{\min} .

В таких условиях целесообразно выполнять расчеты на наихудший случай, который соответствует $E = U_{\min}$. Сама величина U_{\min} заимствуется из технических характеристик источника. Мощность потребления телекамеры составляет W и принимается постоянной при различных величинах потребляемого тока.

При сделанных предположениях имеем следующую величину шлейфового сопротивления цепи дистанционного питания

$$R = 2\rho \frac{L}{S}, \quad (1)$$

где $L = \text{const}$ – длина линии (конкретные величины заимствуются из таблицы 1), $\rho = 0,018 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ – удельное сопротивление меди, $S = \pi \frac{D^2}{4}$ – площадь поперечного сечения жилы диаметром D . Коэффициент 2 введен в (1) с целью учета сопротивления обратного провода цепи протекания тока дистанционного питания.

Предлагаемый метод расчета реализует двухшаговую процедуру и основан на определении тока дистанционного питания при фиксированных длине L тракта и величины шлейфового сопротивления R с последующей коррекцией R при $L = L_{\max}$, где L_{\max} соответствует значениям из таблицы 1.

Расчетное уравнение вытекает из второго закона Кирхгофа для одноконтурной схемы рисунка 4 и в использованной на нем системы обозначений принимает вид

$$E - RI - \frac{W}{I} = 0. \quad (2)$$

С учетом исходной простоты (2) для решения этого уравнения привлекается итерационный метод Ньютона.

Решение уравнения математической модели

В процессе выполнения последующих выкладок считается, что с необходимой степенью полноты выполнены условия быстрой сходимости предлагаемого алгоритма. Конкретизация этих условий осуществляется далее.

От системы дистанционного питания требуется эффективность функционирования. С учетом этой особенности резонным выглядит предположение о том, что критерием выполнения данного условия является выполнение неравенства $RI \ll \frac{W}{I}$. В силу этого в качестве нулевого приближения целесообразно

использовать $I_0 = \frac{W}{E}$.

Пусть $F(I) = E - RI - \frac{W}{I}$. Итерационная процедура метода Ньютона предполагает вычисление каждой следующей итерации через поправку $\xi_j = -\frac{F(I_j)}{F'(I_j)}$. Если обратить внимание на следующее:

- изначальную малость $F(I_0) = -R \cdot I_0$;
- малость величины итерационной поправки ξ_j при любом j из-за того, что $F'(I_0) = -R + \frac{E^2}{W} \gg 1$ особенно при больших E во всем диапазоне фактического изменения значений параметров, входящих в это соотношение, то можем констатировать
- гарантированную сходимость итерационной процедуры метода Ньютона в процессе при решении (2) без рисков получения нуля в знаменателе выражения $I_j = I_{j-1} - \frac{F(I_{j-1})}{F'(I_{j-1})}$ для вычисления искомого тока I ;
- возможность ограничиться только одной итерацией при построении итерационной процедуры в ситуации жесткого выполнения осуждаемого далее условия (6).

Заметим также то, что для нормально функционирующей системы справедливо $F'(I_0) > 0$. Отсюда можем констатировать, что итерационный процесс метода Ньютона сходится к меньшему из двух корней А по рисунку 6.

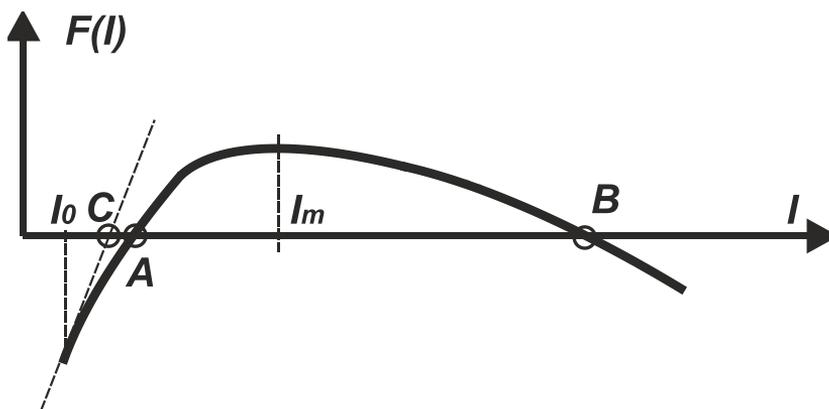


Рисунок 6 – К решению уравнения (2) методом Ньютона

В результате выполнения первой итерации метода Ньютона получаем

$$I = \frac{W}{E} \left(1 - \frac{1}{1 - \frac{E^2}{RW}} \right). \quad (3)$$

Одновременно имеем, что $F''(I_0) = -\frac{2E^3}{W^2} < 0$, т.е. функция $F(I)$ является выпуклой в окрестностях точки $(I_0; F(I_0))$. Последнее означает, что первая итерация (3) в отношении корня I_0 дает оценку снизу. Ошибка расчетов по (3), т.е. фактически относительная разница между точками A и C на рисунке 6 в основной массе случаев для наиболее часто встречающихся на практике мощностях терминального устройства не свыше 12 Вт не превышает десяти процентов (таблица 2).

Явно видимый в таблице 2 тренд на пропорциональное увеличение ошибки по мере наращивания мощности W потребления терминального устройства определяется скоростью нарушения условия $RI \ll \frac{W}{I}$ при росте W . Компенсация этой ошибки вполне может быть выполнено введением дополнительного коэффициента, который вычисляется как среднее значение по диапазону изменения шлейфового сопротивления и приведен в последней колонке таблицы 2. В результате этого соотношение (3) принимает окончательную форму

$$I = k(W) \frac{W}{E} \left(1 - \frac{1}{1 - \frac{E^2}{RW}} \right). \quad (4)$$

Таблица 2 – Величина поправочного коэффициента для компенсации ошибки определения тока дистанционного питания по выражению (3) в зависимости от шлейфового сопротивления, Ом контура при напряжении источника $E = 48$ В при $\Delta E = 12$ В и различных мощностях потребления терминального устройства

$W, Вт$	Шлейфовое сопротивление R, Ом					$k(W)$
	15	20	25	30	35	
2	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
4	1,0	1,0	1,01	1,01	1,01	1,01
8	1,01	1,02	1,03	1,04	1,05	1,03
12	1,02	1,04	1,06	1,09	1,14	1,05
16	1,04	1,07	1,12	1,21	-	1,07
24	1,09	1,21	-	-	-	1,17

Примечание. Прочерк в соответствующей графе означает, что алгоритм расходится или не обеспечивает приемлемую точность расчета за одну итерацию.

Критерии сходимости итерационного процесса и физические ограничения

Функция $F(I)$ имеет максимум в точке $I_m = \sqrt{\frac{W}{R}}$. По физическому смыслу $I_m > 0$, и одновременно уравнение (2), описывающее нормально функ-

ционирующую систему дистанционного питания, имеет пару вещественных корней (их отсутствие означает неработоспособность системы и поэтому в дальнейшем не рассматривается). В качестве формального критерия нормального функционирования системы целесообразно принять $F(I_m) > 0$, откуда несложно получить

$$R \cdot W < \left(\frac{E}{2}\right)^2. \quad (5)$$

Критерий (2) вполне можно усилить. Для этого достаточно принять во внимание факт того, что в процессе построения итерационного процесса метода Ньютона для любого j справедливо $\xi_j > \xi_{j-1}$. Скорость сходимости вычислительного алгоритма считается достаточно высокой для того, чтобы можно было ограничиться первой итерацией для получения точности, которая рассматривается как приемлемая для выполнения инженерных расчетов. В соответствии с этим принимается $I_1 \leq 1,1I_0$. Отсюда на основании (3) вытекает неравенство

$$\left(1 - \frac{1}{1 - \frac{E^2}{RW}}\right) \leq 1,1, \text{ которое после выполнения преобразований преобразуется в}$$

$$E \geq 3\sqrt{R \cdot W}. \quad (6)$$

Кроме того, в процессе решения (2) принимаются во внимание физические ограничения на функционирование системы дистанционного питания. Они заключаются в том, что в процессе выполнения итерационной процедуры метода Ньютона выполняются следующие дополнительные действия

- по критерию $I \leq I_{\max}$ контролируется отсутствие перегрузки источника дистанционного питания;
- проверяется условие $E - RI \geq U_{\text{дон}}$, где $U_{\text{дон}}$ – минимальное допустимое напряжение питания телекамеры как терминального устройства, выполнение которого гарантирует нормальную работоспособность последней;
- в случае использования для питания терминальных устройств инжекторов PoE дополнительно контролируется величина шлейфового сопротивления R , которая согласно стандартам IEEE не может превышать 40 Ом при мощностях устройства до 13 Вт и 25 Ом при мощностях свыше 13 Вт.

Определение диаметра жил дистанционного питания

При выполнении дальнейших выкладок за основу принимается, что функции цепей дистанционного питания выполняется парой традиционных в кабельной технике круглых в поперечном сечении нескрученных изолированных жил. Для определения их диаметра воспользуемся тем, что при максимальном значении протяженности тракта L_{\max} напряжение на телекамере составляет известное из технических данных устройства значение $U_{\text{дон}}$ и обозначим

$\Delta E = E - U_{дон}$. Тогда с учетом (4) в предположении постоянства потребляемой мощности при различных токах можем записать следующее линейное уравнение

$$W = (E - \Delta E) \cdot \frac{k(W) \cdot W}{E} \left(1 - \frac{R \cdot W}{R \cdot W - E^2} \right),$$

откуда после выполнения преобразований получаем

$$R = \frac{E^2 [1 - k(W)] + k(W) \Delta E \cdot E}{W} \square \frac{\Delta E \cdot E}{W}. \quad (7)$$

Вторая часть равенства (5) может использоваться при мощности потребления терминального устройства не свыше 8 Вт.

Окончательно с учетом (1) при $L = L_{max}$ находим искомое значение диаметра жилы цепей дистанционного питания

$$D = \sqrt{\frac{4}{\pi} 2\rho L_{max} \frac{W}{E^2 [1 - k(W)] + k(W) \Delta E \cdot E}}. \quad (8)$$

Таблица 3 – Расчетный диаметр жил дистанционного питания при различной протяженности тракта видеонаблюдения и мощности потребления телекамеры при напряжении питания 12 В

Длина тракта, м	200	300	350	600	650
Мощность телекамеры W = 2 Вт					
Диаметр жилы, мм	1,0	1,24	1,34	1,75	1,82
Мощность телекамеры W = 4 Вт					
Диаметр жилы, мм	1,43	1,75	1,89	2,47	4,42

Анализ результатов

Широко доступные в коммерческой продаже современные аналоговые телекамеры имеют мощность потребления порядка единиц мВт, в основной своей массе традиционно рассчитаны на подключение к 12-вольтовому источнику и сохраняют работоспособность при питающем напряжении $U_{min} = 10,5$ В, что соответствует $\Delta E = 1,5$ В. Устройства с более высоким энергопотреблением относятся к другому классу, а потребляемая ими дополнительная мощность расходуется на дистанционное изменение фокусного расстояния объектива и обогрев кожуха в зимнее время для изделий уличного исполнения.

Результаты расчетов по (8) для устройств начального уровня с учетом указанных ограничений приведены в таблице 3.

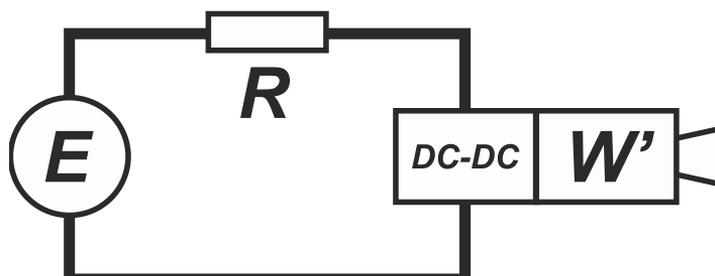


Рисунок 7 – Расчетная схема линии видеонаблюдения в случае применения для питания технологии PРоЕ

Заметим, что согласно (4) расчетный диаметр D жилы обратно пропорционален произведению напряжения E источника дистанционного питания на допустимое падение напряжения ΔE , т.е. $D \sim \sqrt{1 / \Delta E \cdot E}$. Последнее означает, что материалоемкость кабеля, т.е. его стоимостные параметры можно в определенных пределах улучшить за счет увеличения напряжения E источника питания в пределах вплоть до 60 В даже без изменения ΔE . Проблема несоответствия увеличенного напряжения источника и рабочего напряжения телекамеры решается установкой на входе телекамеры конвертора DC-DC.

При указанных условиях в качестве источников питания удобно применить серийные устройства, отвечающие стандартам PoE и PoE+, с дополнительным 12-вольтовым выходом и известные под названием PРоЕ (от англ. passive PoE). Для получения корректных результатов расчетов необходимо несколько скорректировать расчетную модель, которая представлена на рисунке 6. В данном случае принимается во внимание конечный КПД и собственная мощность потребления дополнительного преобразователя DC-DC. Последнее отображается мощностью $W' > W$ и не требует иной коррекции вычислительных процедур.

Таблица 4 – Расчетный диаметр жил дистанционного питания при различной протяженности тракта видеонаблюдения и мощности потребления телекамеры при напряжении питания 48 В

Длина тракта, м	200	300	350	600	650
Мощность телекамеры $W = 4$ Вт					
Диаметр жилы, мм	0,26	0,32	0,35	0,45	0,47
Мощность телекамеры $W = 8$ Вт					
Диаметр жилы, мм	0,35	0,43	0,46	0,61	0,63

Из результатов расчетов для данного случая, представленных в таблице 4, непосредственно вытекает, что телекамеры уличного исполнения, которые требуют повышенного расхода электроэнергии на дополнительный обогрев кожуха при эксплуатации в холодное время года, в случае большого удаления должны

подключаться преимущественно к блокам дистанционного питания с повышенным относительно 12 В выходным напряжением. В качестве таковых могут выступать, например, предлагаемые рядом производителей и широко доступные 48-вольтовые источники. Проблема механической несовместимости их интерфейсов по цепям питания легко решается применением соответствующего адаптера-переходника. Вполне возможна установка соответствующего разъема уже при выполнении разработки [13, С. 9112002].

Заключение

Приведенный материал позволяет констатировать следующее.

1) Уровень современной техники позволяет создавать централизованные по питанию системы управления с максимальным удалением терминального

1) Современные комбинированные кабели с дополнительными жилами дистанционного питания позволяют создавать распределенные компьютерные системы различного назначения, в т.ч. системы видеонаблюдения с удалением терминального устройства от центрального пункта вплоть до нескольких сотен метров без использования промежуточных репитеров.

2) При удалении места установки терминального устройства от центрального пункта свыше 300 метров, а также в случае оборудования уличного исполнения для дистанционного питания целесообразно использовать 48-вольтовые источники постоянного тока, дополненные, в случае несовместимости по параметрам питания, конвертора DC-DC в соответствующем исполнении как дополнительного блока.

3) Расчет тока потребления терминального оборудования распределенной компьютерной системы можно выполнять с привлечением метода Ньютона. Быстрая сходимости задаваемого им итерационного процесса вычислений фактического значения тока в линии позволяет принять за инженерную расчетную формулу результат первой итерации.

4) Корректность полученных формул для выполнения инженерных расчетов гарантируется наличием простых критериев, формализованных в виде ограничений и вычисляемых на основании типовых технических характеристик обслуживаемого оборудования.

5) Существенный, исчисляемый разами выигрыш по диаметру жил дистанционного питания в случае перехода на повышенное напряжение позволяет не только снизить стоимость кабеля, но и за счет большей гибкости добиться улучшения условий его монтажа.

Литература

1. Артющенко В.М., Семенов А.Б., Аббасова Т.С. Пути наращивания эффективности инфокоммуникационных систем: монография / под научной редакцией А.Б. Семенова // М.: Научный консультант. 2019. 126 с.
2. Аббасова Т.С. Задачи оптимизации инфокоммуникационных систем // Информационно-технологический вестник. 2018. № 3 (17). С. 55-65.
3. Киселева Н.П., Гедзберг Ю.М. Передача видеосигнала по меди: какой кабель выбрать? // Алгоритм безопасности. 2019. № 1. С. 10-13.

4. Кашкаров А.П. Системы видеонаблюдения. Практикум // М.: Феникс. 2016. 128 с.
5. Кулешов В.Н. Теория кабелей связи: Учебник // М.: Государственное издательство по вопросам связи и радио. 1950. 419 с.
6. Особенности расчета сечения кабеля питания для видеонаблюдения [Электронный ресурс]. URL: <https://www.beward.ru/articles/osobennosti-rascheta-secheniya-kabelya-pitaniya-dlya-sistem-videonablyudeniya> (дата обращения: 21.07.2020).
7. Самохвалов Д. Максимальная длина кабеля для видеонаблюдения [Электронный ресурс]. URL: https://rucam-video.ru/baza_znanij/maksimalnaya-dlina-kabelya-dlya-kamery-videonablyudeniya.html (дата обращения: 25.07.2020).
8. Семенов А.Б. Гибридные кабели для нижних уровней информационных систем // Первая миля. 2018. № 2 (71). С. 18-22.
9. Семенов А.Б., Кандзюба Е.В. Перспективы увеличения протяженности симметричного тракта систем цифрового видеонаблюдения / В сборнике: Перспективные технологии в средствах передачи информации // ПТСПИ-2017. Материалы 12-ой международной научно-технической конференции, в 2-х томах. 2017. С. 215-218.
10. Семенов А.Б. Эволюция дистанционного питания // Журнал сетевых решений LAN. 2015. № 10. С. 51-55.
11. Терентьев Д.Е. Применение Power over Ethernet на сетях доступа: решения COMMENG // В сборнике: Состояние и перспективы развития энергетики связи // СПРЭС-2014. Санкт-Петербург. 2014. С. 24-31.
12. Portnov E.L., Semenov A.B. Features of bus connection scheme of medium speed ip-devices with poe-option // В сборнике: 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. SOSG 2019. 2019. С. 811-870.
13. Semenov A.B. Approach to implementation of transport and physical level of distributed computer vision system // Proceedings - 2020 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing. ICIEAM 2020. 2020. С. 9112002.

УДК 004.02

Анализ временных рядов с использованием алгоритмов Big Data

А.И. Сотников, аспирант второго года обучения кафедры информационных технологий и управляющих систем,

Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области

«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область

То, с какой скоростью человечество накапливает информацию ежедневно, и непредсказуемость завтрашнего дня показывают, что для прогнозирования временных рядов больших данных уже не хватает традиционных технологий и необходимы новые методы обработки. В связи с этим встает вопрос, какие методы возможно использовать в настоящее время для получения достоверного прогнозирования временных рядов больших данных?

Обработка данных, большие данные, временные ряды.

Analysis of time series using Big Data algorithms

A.I. Sotnikov, graduate second year of the Department
of Information technologies and control systems,

State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region
«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,
pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region

The speed at which humanity is accumulating information on a daily basis and the unpredictability of tomorrow show that traditional technologies are no longer enough for forecasting big data time series and new processing methods are needed. In this regard, the question arises, what methods can be used at present to obtain reliable forecasting of time series of big data?

Data processing, big data, time series.

ВВЕДЕНИЕ. В настоящее время объемы генерируемой информации возрастают чуть ли не каждый день. Они поступают из всевозможных источников, например, научные эксперименты, записи с камер наблюдения, деятельность финансовых организаций и прочее. Все это привело к образованию термина Big Data.

Большими данными принято называть множество подходов, предназначенных для обработки данных. Данные в свою очередь могут быть как структурированными, так и неструктурированными. Главным атрибутом является объем этих данных, многократно превышающий стандартные объемы данных. Результатом работы данных методов являются данные, пригодные для восприятия человеком. Объем таких данных постоянно увеличивается, и из этого можно выделить

три основных свойства – огромные объемы данных, разнообразие данных и большая скорость поступления [2, С. 1].

Динамика роста объема данных предоставлена на рисунке 1.

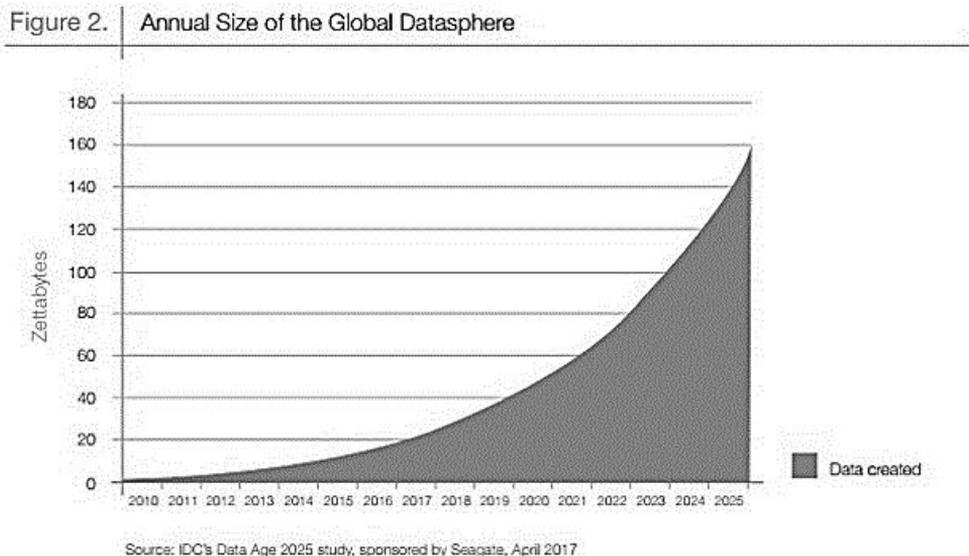


Рисунок 1 – Прогноза роста объема данных

Сейчас, при поступлении огромных массивов данных из всех сфер жизни человека, работать напрямую с этой информацией практически невозможно, так как ее предварительно не обработали и не структурировали, соответственно такую информацию нельзя назвать ценной. Основной проблемой при анализе таких данных является наличие погрешностей, ошибок или неполнота данных [1, С. 55].

С появлением термина больших данных остро встал вопрос анализа временных рядов. А именно, увеличение точности прогнозирования временных рядов больших данных.

Под временным рядом принято понимать набор значений, собранный из наблюдений за какие-либо объекты в течение нескольких моментов времени или периодов. В качестве единиц временного ряда выступают измерения, которые так же можно назвать уровнями временного ряда. Для каждого уровня необходимо фиксировать время, в которое было произведено измерение и порядковый номер этого измерения. Основным отличием от простых выборок данных является строгая зависимость от времени помимо обычного разнообразия данных и характеристик выборки [4, С. 28].

На сегодняшний день планирование и прогнозирование используется почти в каждой сфере деятельности человека, от повседневных действий до принятия решений крупными финансовыми организациями. Ведь правильно проанализировав информацию, можно узнать, как поведет себя система и какие могут быть последствия для организаций и, исходя из этих данных, составить прогноз действий,

который приведет к наилучшему результату.

ТЕОРИЯ BIG DATA. Если говорить о Big Data в общих чертах, то данную технологию можно охарактеризовать как совокупность методов для обработки данных очень больших объемов, которые могут быть как структурированными, так и неструктурированными. Эти технологии применяются для преобразования всех этих массивов информации в понятный для человека вид.

Сам термин Big Data указывает на то, что он представляет собой наборы данных, из-за размеров которых обработка обычными базами данных не представляется возможной.

Распространено мнение, что использование больших данных в вопросе прогнозирования поможет улучшить результаты, в случае обнаружения скрытых закономерностей. С более точными характеристиками использования больших данных можно ознакомиться в таблице 1.

Таблица 1 – Сравнение характеристик традиционных БД и БД с Big Data

Характеристика	Традиционная база данных	База Big Data
Объём информации	От гигабайт до терабайт	От петабайт до эксабайт
Способ хранения	Централизованный	Децентрализованный
Структурированность данных	Структурирована	Полуструктурирована или неструктурирована
Модель хранения и обработки данных	Вертикальная модель	Горизонтальная модель
Взаимосвязь данных	Сильная	Слабая

При использовании Big Data можно выделить несколько особенностей, вот основные из них:

- Навыки

Для того чтобы решить проблему прогнозирования используя большие данные, понадобится квалифицированный персонал, который будет владеть соответствующими навыками для работы с конкретной задачей. А учитывая то, что последние несколько десятков лет использовались только традиционные методы, переход на большие данные может происходить тяжело.

- Сигнал и шум

При прогнозировании больших данных очень важной задачей является извлечение сигнала и отделение его от шумов. По мере возрастания объема данных данная задача становится все труднее. В основном, традиционные методы при прогнозировании работают как с сигналом, так и с шумом, и при использовании традиционных методов, если увеличить объем данных, то это приведет к ухудшению точности прогноза. Это указывает на то, что необходимо использовать методы прогнозирования, которые смогут выполнить фильтрацию шума в больших данных.

- Аппаратное и программное обеспечение

Программное обеспечение на текущий момент не может справиться со всем объемом работ, которые необходимы для прогнозирования больших данных. Решением этой проблемы видится развитие технологий и создание суперкомпьютеров. А нынешнее ПО требует значительных улучшений, чтобы справиться с надвигающимися огромными объемами данных.

- Архитектура алгоритмов

Основными методами представляется Data Mining, которые используются для прогнозов с использованием больших данных. Но эти методы способны обрабатывать данные несколько меньших объемов. В связи с этим алгоритм Data Mining не способен обрабатывать данные, которые не были загружены в его память, и им необходимо перемещать большие данные, что приводит к возрастанию нагрузки на сеть. Необходимо переработать архитектуру так, чтобы она обрабатывала как архивные данные, так и данные поступающие в реальном времени.

- Большие данные

Из-за особенностей больших данных, сами по себе они являются проблемой при прогнозировании. Так как они постоянно изменяются, обязательным критерием для методов прогнозирования будет являться преобразование неструктурированных данных в структурированные.

При использовании технологий Big Data обычно используются такие методы как Data Mining, краудсорсинг, смешение и интеграция данных, машинное обучение, визуализация данных, имитационное моделирование и т.д.

В целом, используя эти методы, появляются различные варианты обработки данных, например, можно найти ранее неизвестную информацию, которая будет полезной при принятии решения. Либо методом опроса большого количества людей, которых не связывают рабочие отношения.

Так же информацию можно представить в виде изображений, с возможными интерактивными вставками, что поможет пользователям на начальном этапе анализа данных и предоставит данные в очень удобном виде для понимания [3, С. 208].

Для непосредственной работы с большими данными используется несколько технических решений, таких как MapReduce, NoSQL, Hadoop, R и т.д.

Явного фаворита среди этих решений нет. У каждого есть свои плюсы и минусы, и под определенные задачи необходимо выбирать разные решения.

ТЕОРИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ. Пример временного ряда показан на рисунке 2.

Разные факторы, которые могут повлиять на значения временного ряда называются компонентами временного ряда. Можно выделить четыре вида компонентов:

- Тренд
- Циклические вариации
- Сезонные изменения
- Случайные движения

Тренд отвечает за отображение тенденции изменения данных за указанный период времени. Тренд является плавной средней тенденцией. В заданном периоде времени могут наблюдаться как уменьшение, так и увеличение данных.

Тенденции могут возрастать, уменьшаться, или же быть постоянными, однако, общая тенденция обязана быть восходящей, стабильной либо нисходящей.

Тренды могут быть линейными, то есть, показывать изменения во времени плавно и равномерно, либо нелинейными, данные будут изменяться резко за указанный период времени.

Так же могут присутствовать периодические колебания, которые будут повторяться в определенный промежуток времени. Например, если рассматривать температуру, то каждую зиму она будет опускаться ниже нуля, а каждое лето подниматься выше определенной отметки.

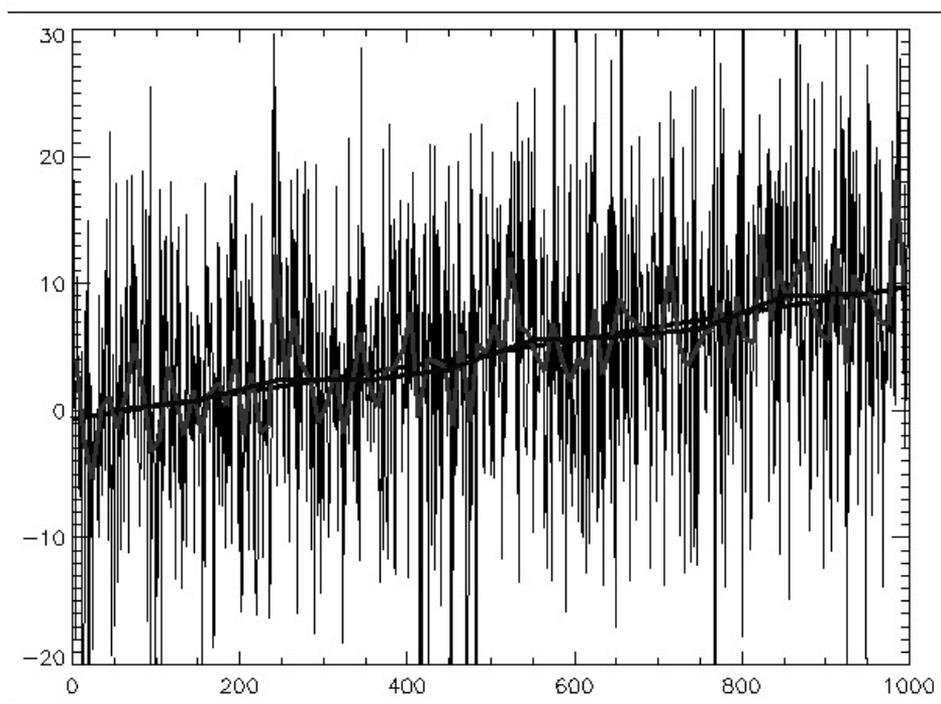


Рисунок 2 – Пример временного ряда

Циклическими вариациями можно назвать колебания, которые имеют длительность периода более года. И один полный период является циклом.

При проведении анализа данных могут возникать непредвиденные единичные результаты, выбивающиеся из общей картины. Данные значения могут быть вызваны разовыми внешними воздействиями, в качестве самого простого примера можно привести стихийное бедствие, которое практически невозможно предсказать заблаговременно и есть вероятность, что его не будет вовсе.

Обзор моделей прогнозирования временных рядов

Обобщенная модель прогноза.

Представляет собой набор переменных подаваемых на вход в виде X_i ($i = 1, \dots, n$) и набор переменных получаемых на выходе Y_j ($j = 1, \dots, m$). При решении за-

дач прогнозирования временных рядов, описывающих динамику изменения каких-либо процессов, в качестве переменных, подаваемых на вход, будут результаты наблюдения в прошлом, а в качестве переменных на выходе будут прогнозируемые значения в будущем. При этом временные интервалы наблюдаемых значений и прогнозируемы должны соответствовать друг другу.

В наивной модели прогнозирования предполагается, что будущий ряд лучше всего описывается последним периодом прогнозируемого ряда.

$$Y(t+1) = X(t), \quad (1)$$

где $X(t)$ – является последним наблюдением, а $Y(t+1)$ – прогнозируемым. Чтобы учитывать возможные тренды, можно преобразовать ее до вида:

$$Y(t+1) = X(t) + [X(t) - X(t-1)] \quad (2)$$

Экстраполяция.

В случае если нам известна функция $f(x)$ на промежутке $[x_0, x_n]$, экстраполяция позволяет спрогнозировать значение функции в точке x_{n+1} . Данная модель применяется только достаточной стабильности функции $f(x)$ на заданном временном интервале. Основным принципом данного метода является принятие во внимание всех значений на указанном интервале, но с экспоненциально убывающими весами.

Прогнозирование методом среднего и скользящего среднего.

Самое простое представление данного метода – усреднить набор наблюдений.

$$Y(t+1) = (x(t) + x(t-1) + \dots + x(1))/t. \quad (3)$$

Из-за сглаживания резких изменений функция получается более устойчивой для изменчивости ряда, однако, такая модель не особо лучше наивной. В такой модели прогноза подразумевается усреднение ряда по всем наблюдениям, но старые наблюдения могли формироваться по иным закономерностям, в таком случае они будут не актуальны при построении прогнозов.

Для повышения точности используется скользящее среднее

$$Y(t+1) = (x(t) + x(t-1) + \dots + x(t-T))/(t-T). \quad (4)$$

В данном случае модель смотрит только на T шагов в прошлое, что позволяет строить весьма эффективные прогнозы.

Регрессивные модели.

В основе данных моделей лежит анализ каждой компоненты временного ряда, ее вклад в общую составляющую, определяются факторы, которые влияют на компоненты ряда, и на основе всех этих данных строится прогноз. Такой метод называют декомпозицией временного ряда. Временной ряд представляется композицией Сезонной и циклической компоненты и тренда.

Модель ARIMA.

Данная модель является одной из наиболее распространенных используемых при прогнозировании временных рядов. В отличие от экспоненциального сглаживания, модели ARIMA основаны не на описании тренда и сезонности, а описывают автокорреляции в данных.

Широкое использование данной модели обусловлено тем, что она упростила процесс разработки временного ряда, снизила требования квалификации поль-

зователей и дала возможность получить модели обширного класса временных рядов.

При использовании методологии Бокса-Дженкинса подбора ARIMA выделяют четыре этапа [2, С. 449].

На этапе идентификации модели выясняется, является ли ряд стационарным или нет. Для этого проверяется скорость убывания графика, если график убывает быстро, то такой график не стационарен и наоборот, в случае медленного убывания график можно считать стационарным.

На этапе оценивания модели выполняется идентификация модели по параметрам. В большинстве случаев для этого используют метод наименьших квадратов.

При тестировании модели происходят проверки по основным предпосылкам регрессионного анализа, таким как случайный характер остатков, нулевое математическое ожидание остатков, гомоскедастичность дисперсии остатков и т.д.

И последним этапом является прогнозирование на основе модели. На данном этапе, при прохождении предыдущих проверок на основании модели составляются прогнозы на последующие периоды.

ВЫВОДЫ

Обработка больших данных является сложной и комплексной задачей, требующей для решения особенных инструментов, включая инструменты, для которых необходимы огромные вычислительные мощности. В основе таких инструментов находятся алгоритмы, теория вероятности и еще много других инструментов. Для прогнозирования временных рядов больших данных есть несколько моделей, и каждая подходит для определенных случаев. Нельзя оставить без внимания, что для анализа и прогнозирования постоянно возрастающих объемов данных необходимы нововведения с технической стороны вопроса и оптимизация существующих алгоритмов под новые вычислительные мощности, либо разработка новых алгоритмов, улучшающих точность прогнозирования.

Литература

1. Абдыкаримова А.Т. Big Data: проблемы и технологии // Международный журнал гуманитарных и естественных наук. 2019. №5-1 [Электронный ресурс]. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/big-data-problemy-i-tehnologii> (дата обращения: 10.12.2020).
2. Большие данные // Википедия, 2020 [Электронный ресурс]. URL: <http://ru.wikipedia.org/?oldid=87934960/> (дата обращения: 01.12.2020).
3. Вальков А.С., Кожанов Е.М. Медведникова М.М. и Хусаинов Ф.И. Непараметрическое прогнозирование загруженности системы железнодорожных узлов по историческим данным // Машинное обучение и анализ данных. 2012. Т. 1. № 1. С. 448-465.
4. Медетов А.А. Термин Big Data и способы его применения // Молодой ученый. 2016. № 11. С. 207-210.
5. Никифорова Т.С. анализ временных рядов при исследовании различных явлений и процессов // Дневник науки. 2019. № 8. С. 28.

УДК 004.03

Применение ресурсов сети Интернет для разработки концепции девелоперского проекта

Л.Е. Суркова, кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры «Информационных систем,
технологий и автоматизации в строительстве»,

Е.К. Суркова, студентка 4 курса,
Национальный Исследовательский

Московский государственный строительный университет, г. Москва

В работе дано понятие девелопмента и девелоперского проекта, рассмотрены различные интернет-ресурсы для разработки концепции девелоперского проекта. В качестве примера рассмотрен проект многофункционального жилого комплекса и использование официальных сайтов при его разработке. Отображены возможности официальных сайтов в сети Интернет, направленные на разработку и развитие градостроительной деятельности в городе Москве, и отражено знакомство с официальными документами в сфере недвижимости и девелопмента.

Девелопмент, интернет-ресурсы, инвестиционная деятельность, разработка проекта, строительство.

Capabilities of geoinformation systems for territory analysis and assessment of Investment attractiveness of construction projects

L.E. Surkova, Ph. D., associate Professor, associate Professor of the Department of Information systems, technologies and automation in construction,

E.K. Surkova, 4rd year student,

National Research Moscow State University of Civil Engineering, Moscow

In the work, the concept of development is given, various Internet resources are considered for developing the concept of a development project. As an example, a project of a multifunctional residential complex and the use of official sites in its development are considered. The possibilities of official sites on the Internet, aimed at the development and development of urban planning activities in the city of Moscow, are displayed, and familiarity with official documents in the field of real estate and development is reflected.

Development, investment activities, project development, construction, Internet resources.

Введение

Девелоперский проект представляет собой комплекс задач и действий,

которые направлены на достижение цели – привлечение инвестиционных вложений и получение прибыли от будущей реализации самого проекта. При выполнении данной задачи необходимо учитывать условия реализации, необходимый уровень качества, а также рассчитывать сроки и имеющиеся ресурсы.

Активное развитие девелопмента приводит к его разветвлению по направлениям: fee-девелопмент (чистый девелопмент), спекулятивный девелопмент и также BTS-девелопмент [3]. Эти направления имеют различия при обозначении наличия прав собственности на возводимый объект, участие и риск в инвестиционном процессе, а также несения ответственности за полученные результаты.

Отдельный вид девелопмента – ленд девелопмент рассмотрен в статье [1]. Данное понятие затрагивает широкий спектр деятельности, а результатом проведенной деятельности выступает образование инвестиционного продукта – земельного участка для проведения строительных работ.

Девелопмент является механизмом управления важного финансового актива – недвижимости [4]. В данной работе на примере конкретного девелоперского проекта рассмотрены те интернет-ресурсы, благодаря которым достигаются поставленные цели и задачи при разработке концепции проекта.

Девелопмент в условиях современного рынка жилья является его неотъемлемой частью для существования и взаимодействия конкурирующих интересов при реализации проектов строительства [8]. Этим обуславливается активное создание и использование интернет-ресурсов на официальных сайтах г. Москвы [5].

Актуальность проблемы использования официальных ресурсов сети интернет обуславливается обширным выбором информации. Однако при исследовании разнообразных источников информации для разработки концепции только определенные сайты помогут в достижении поставленных целей, предоставляя достоверную и актуальную информацию и ее графическую интерпретацию для лучшего восприятия.

Интернет-ресурсы широко используются в различной деятельности, связанной со строительством, девелопментом, инвестициями. Так, в работе [2] для получения информации о земельных участках были применены различные интернет-ресурсы, а в статье [6] рассмотрены сайты, использование которых позволит снизить риски при взаимодействии организаций в инвестиционно-строительной деятельности.

Таким образом, информационное обеспечение при выполнении девелоперской работы, разработки концепции проекта недвижимости, напрямую связано с использованием различных интернет-источников.

Целью данной работы является обзор и анализ возможностей интернет-ресурсов при разработке концепции девелоперского проекта, на примере конкретного объекта недвижимости.

Материалы и методы

Примером девелоперского проекта является многофункциональный жилой комплекс. Используются методы системного анализа и открытые интернет-ресурсы для подготовки концепции девелоперского проекта. С использованием

определенных сайтов проводятся: анализ местоположения будущего объекта застройки, анализ рельефа местности и инфраструктуры, юридическая реализуемость проекта, маркетинговый анализ.

Результаты

Первым шагом для разработки концепции девелоперского проекта объекта недвижимости необходимо провести анализ его местоположения. Такой анализ целесообразно проводить с помощью свободно доступного государственного интернет-ресурса – Публичная кадастровая карта (ПКК) (таблица 1 п. 1).

Таблица 1 – Интернет-ресурсы

№	Название ресурса	URL
1	Публичная кадастровая карта	https://pkk.rosreestr.ru/
2	РОСРЕЕСТР	https://rosreestr.gov.ru/
3	Яндекс карты	https://yandex.ru/maps/
4	Народная карта Яндекс	https://n.maps.yandex.ru/
5	Официальный сайт mos.ru Мэра Москвы	https://www.mos.ru/
6	Информационная система обеспечения градостроительной деятельности города Москвы	https://isogd.mos.ru/
7	Документы территориального планирования	https://www.mos.ru/mka/function/diaspetcialistov/dokumenty-territorialnogo-planirovaniia/
8	Информационная система обеспечения градостроительной деятельности города Москвы	https://isogd.mos.ru/isogd-portal/home
9	Сайт недвижимости Москвы и Московской области	https://msk.restate.ru/

Данный ресурс применяется для нахождения информации об определенном участке земли. При использовании ПКК помимо перечисленной выше информации можно выделить административное деление России, а также определить отделение реестра, к которому относится выбранный участок.

Данный сайт позволяет определить местоположение выбранного земельного участка, изучить его площадь, кадастровую стоимость (рис. 1). При анализе данных вычленяется информация, необходимая для разработки концепции, для дальнейшего сопоставления этих параметров с другими конкурентными проектами.

Публичная кадастровая карта России имеет множество функций. Так, при работе с картой отображается информация о категории земель, адрес, вид разрешенного использования. При обращении к вкладке «Услуги» предоставляется возможность получения выписки из единого государственного реестра недвижимости (ЕГРН). Она содержит информацию о правах на объект недвижимости, основные характеристики и другую информацию (рис. 2).

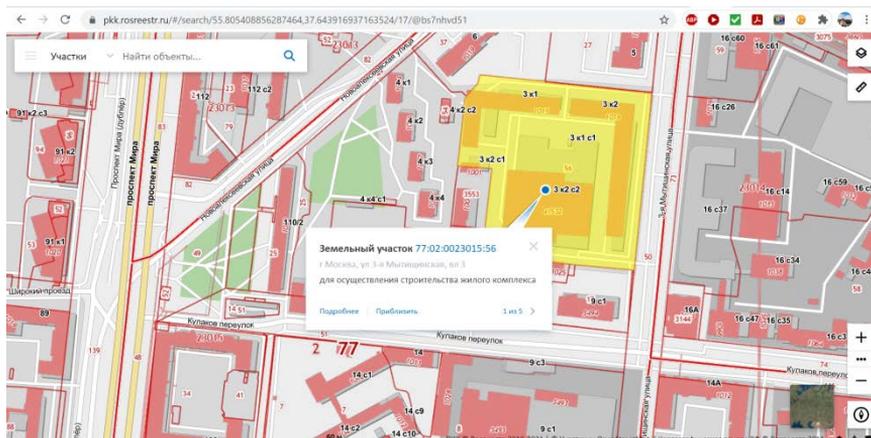


Рисунок 1 – Земельный участок

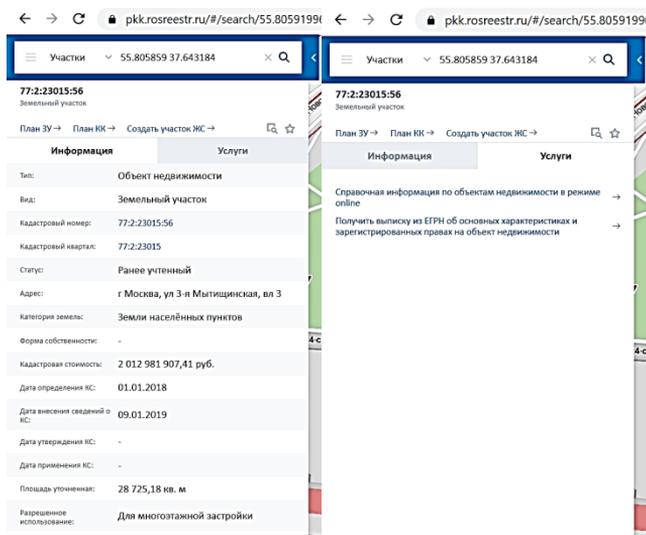


Рисунок 2 – Информация о земельном участке на ППК

При этом происходит переход на сайт РОСРЕЕСТРА (таблица 1 п. 2) – Федеральная служба государственной регистрации, кадастра и картографии (рис. 3).

На сайте РОСРЕЕСТРА можно воспользоваться предоставляемыми государственными услугами. На сайте перечислены следующие услуги: «Получить выписки из ЕГРН об основных характеристиках и зарегистрированных правах на объект недвижимости; получить выписку из ЕГРН о кадастровой стоимости объекта недвижимости; получить выписку из ЕГРН о правах отдельного лица на имевшиеся (имеющиеся) у него объекты недвижимости; получить выписку из ЕГРН о переходе прав на объект недвижимости; получить выписку из ЕГРН о содержании правоустанавливающих документов; получить кадастровый план территории из ЕГРН; запрос посредством доступа к ФГИС ЕГРН». Данные услу-

ги могут быть востребованы для подготовки документации по исследуемому объекту недвижимости, в том числе по оценке рисков.

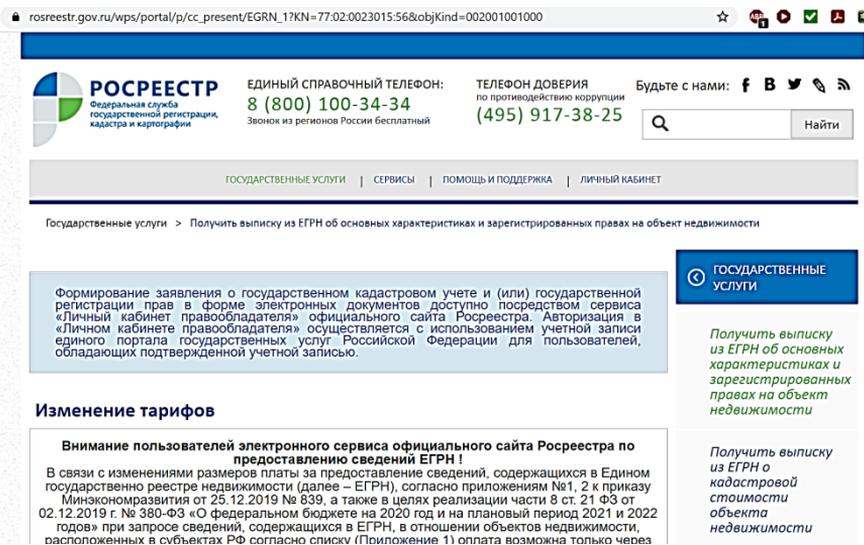


Рисунок 3 – Интерфейс сайта сети Интернет РОСРЕЕСТР

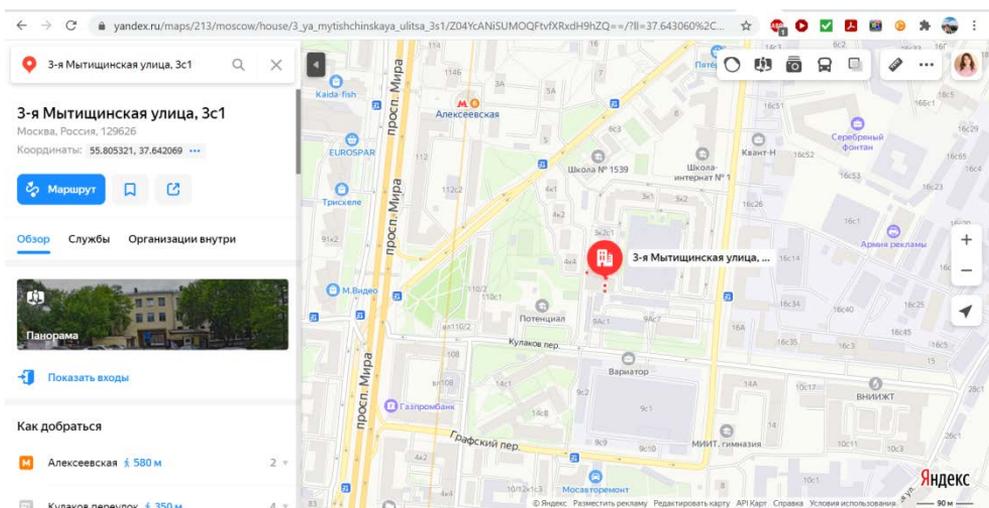


Рисунок 4 – Участок застройки на Яндекс картах

Инструментом для анализа рельефа земельного участка может быть использован интернет-ресурс Яндекс Карты (таблица 1 п. 3). Этот ресурс позволяет производить анализ территории будущей застройки со всех сторон света, оценить наличие или отсутствие зеленых насаждений на пятне застройки (рис. 4). Данный инструмент также отвечает за анализ инфраструктуры местности – выделяется развитость социальной, транспортной, образовательной, здравоохранительной инфраструктур. Эти показатели непосредственно влияют на привлекательность девелоперского проекта, необходимы для поиска инвесторов и даль-

нейшей реализации.

При подготовке документации для девелоперского проекта можно применить распространённый ресурс – народные карты Яндекс (таблица 1 п. 4). Возможности их использования отражены в работе [7].

Далее производится анализ лучшего и наиболее эффективного использования объекта недвижимости. Рассматривается несколько факторов для проведения анализа. Юридическая реализуемость проекта оценивается с использованием данных Карты градостроительного зонирования и Генерального плана.

К данным документам необходимо обращаться через официальный сайт Москвы (таблица 1 п. 5). Так можно обратиться к Комитету по архитектуре и градостроительству города Москвы (Москомархитектура) (рис. 5). Эта организация является органом исполнительной власти г. Москвы. Данный комитет управляет и регулирует деятельность градостроительного проектирования города Москвы, занимается вопросами градостроительного зонирования и планировкой территории. В общем случае комитет обеспечивает государственное регулирование деятельности – градостроительной и архитектурной.

На сайте представлены государственные услуги, которые включают в себя:

- поиск общей информации;
- услуга рассмотрения предложений при намерении внесения изменений в правила землепользования и застройки;
- услуга по предоставлению градостроительного плана земельного участка;
- запрос на получение свидетельства об утверждении АГР (архитектурно-градостроительное решение) объекта капитального строительства;
- услуга на оформление колористического паспорта (колористическое решение фасадов зданий, строений и сооружений);
- запрос на предоставление сведений из ИСОГД (интегрированная автоматизированная информационная система обеспечения градостроительной деятельности);
- услуга необходимая при намерении согласовать дизайн-проект размещения вывески;
- осуществляется приемка исполнительной документации (при ведении Сводного плана подземных коммуникаций и связанных сооружений);
- предоставляется информация из Сводного плана.

Далее следует обратиться к разделу «Документы». При осуществлении деятельности по разработке концепции девелоперского проекта необходимо пользоваться Картой правил землепользования и застройки (Карта ПЗЗ) (таблица 1 п. 6) и Генеральным планом Москвы (таблица 1 п. 7).

ПЗЗ является официальным документом, в котором закреплены ранее принятые решения по градостроительной деятельности.

Через связанный сайт ИАИС ОГД – Интегрированная автоматизированная информационная система обеспечения градостроительной деятельности города Москвы (таблица 1 п. 8) необходимо обратиться к документам с Картами градостроительного зонирования территории в отношении различных округов

города Москвы (рис. 6). По выбранному приложению производится знакомство с информацией для проверки допустимости застройки.

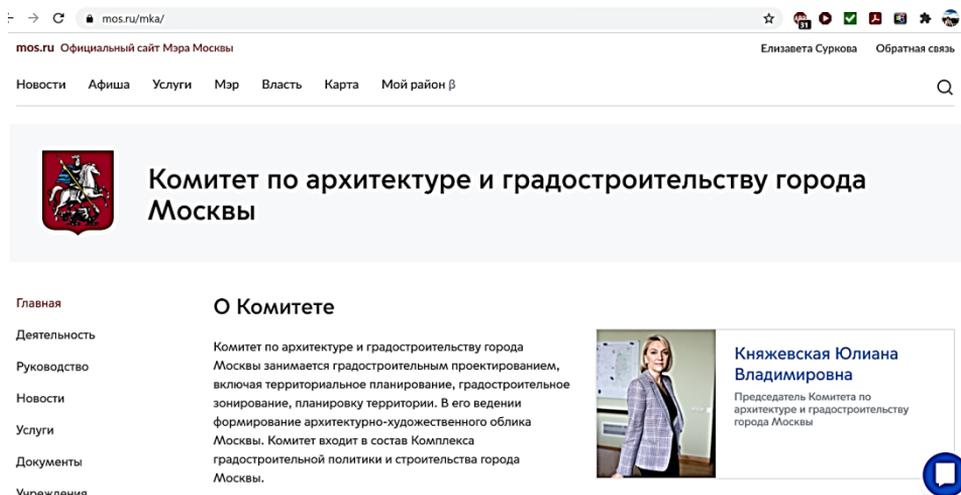


Рисунок 5 – Официальный сайт Мэра Москвы

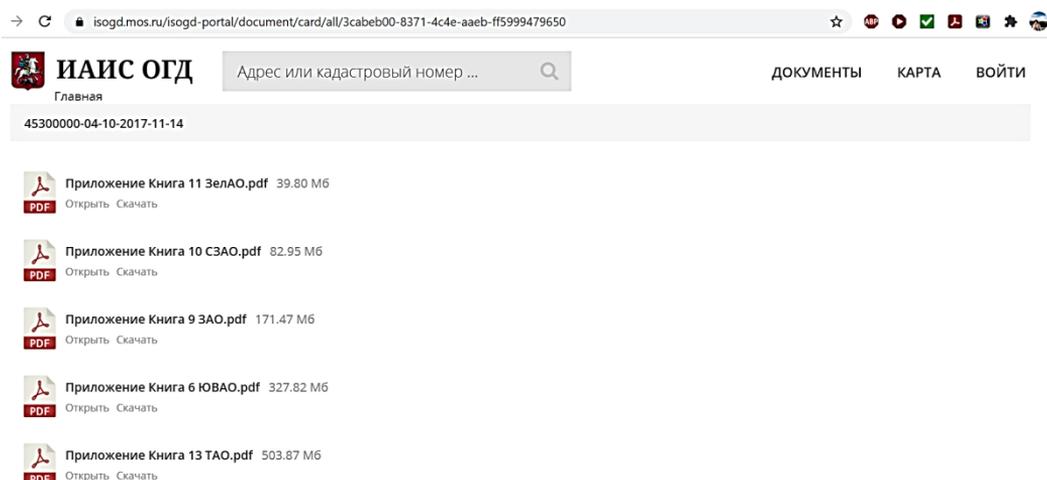


Рисунок 6 – Список приложений к Правилам землепользования и застройки города Москвы

Интернет-ресурс (карта ПЗЗ и Генплан) позволяет определить функциональную зону участка, который определен для реализации девелоперского проекта (рис. 7).

Эта информация при анализе юридической допустимости показывает, можно ли осуществить застройку многофункционального жилого комплекса на выбранном земельном участке; не противоречит ли разрешенное использование согласно ПЗЗ задуманной концепции.

При создании Правил землепользования и застройки главной целью яв-

ляется создание благоприятных условий для жизни и работы граждан, включая проектирование не хаотичной и удобной для пользования застройки города.

На карте градостроительного зонирования установлены границы территориальных зон. Эти границы должны отвечать требованию принадлежности любого земельного участка только к определённой территориальной зоне. Также не допускается формирование единого земельного участка путем объединения нескольких земельных участков, которые располагаются в различных территориальных зонах.

При составлении карты также отображаются границы зон, имеющих особые условия использования территории и границы зон, которые являются территорией объектов культурного наследия.

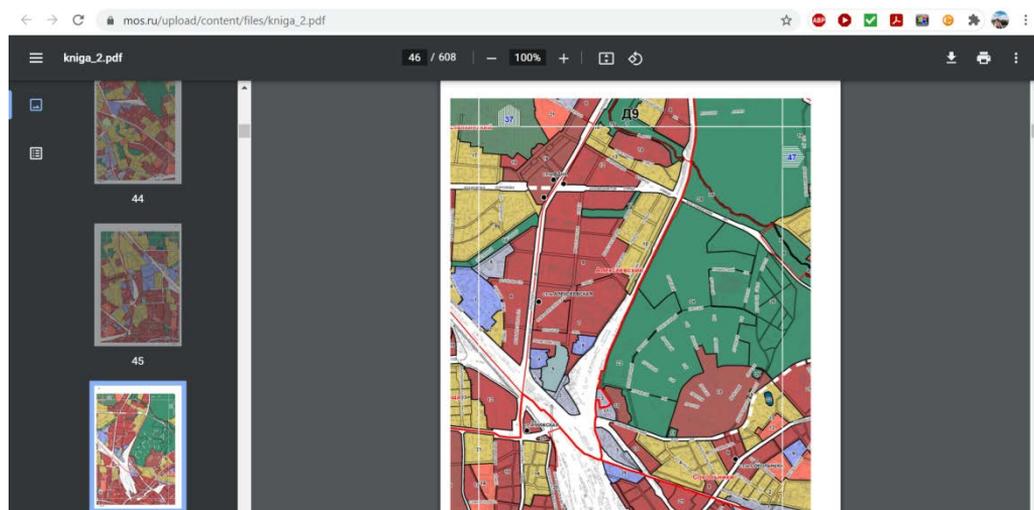


Рисунок 7 – Генеральный план г. Москвы, район метро Алексеевская

Далее проводим маркетинговый анализ. По данным сайта msk.restate.ru (таблица 1 п. 9) производится анализ цен на недвижимость в Москве и в Московской области. Данный ресурс предлагает большое количество услуг. Для поставленной задачи необходимо обратиться к графику средних цен по продаже квартир в Москве.

На графике видно (рис. 8), что в течение года произошел рост цен как на квартиры в новостройках, так и на вторичном рынке. 20 февраля 2020 года стоимость квартиры в новостройке составляла – 202 544,3руб. за м², а к концу периода составила 232 473,1руб. за м².

Далее при маркетинговом анализе необходимо обратиться к данным о стоимости квартир непосредственно в районе метро Алексеевская, где планируется объект застройки.

На графике (рис. 9) видно четкое изменение цен как на первичном, так и на вторичном рынках в зависимости от экономической ситуации как в стране, так и в мире (влияние пандемии).



Рисунок 8 – График движения цен в г. Москве



Рисунок 9 – График движения цен в г. Москве метро Алексеевская

Цены за 1 м² жилой площади значительно упали в период с 23 апреля 2020 года по 23 октября 2020 года. В данной работе интересует прежде всего рынок «новостроек». Эти данные, цены на квартиры в новостройках, напрямую участвуют в анализе привлекательности девелоперского проекта и его дальнейшей реализации. По этим данным идет формирование цен на предстоящее жилье, и от этого будет зависеть концепция проекта.

По итогам исследования девелоперского проекта, проведенного с использованием интернет-ресурсов (таблица 1), делается заключение, какая концепция из возможных будет наиболее выгодная для инвесторов, т.е. обладать наибольшей инвестиционной привлекательностью. Этот вывод основывается на условиях местоположения, развитости инфраструктуры, доступности транспорта, хорошей конкурентоспособности, а также выгодной реализуемости проекта после ввода в эксплуатацию.

Выводы

В работе продемонстрированы возможности использования различных интернет-ресурсов, с помощью которых разрабатывается концепция девелоперского проекта. Данные ресурсы представлены в свободном доступе, располагают достоверной и актуальной информацией и удобны в использовании даже для тех, кто не имеет специального образования в сфере девелопмента. Данная работа имеет практическую значимость, она непосредственно затрагивает строительную, консалтинговую, девелоперскую отрасли.

Литература

1. Коннова П.П., Кулягин М.Ю. Ленд-девелопмент как современная технология управления земельными ресурсами // Успехи современной науки и образования. 2017. Т. 6. № 4. С. 42-44.

2. Коноплев А.Л. Применение интернет-ресурсов для получения информации о земельных участках // Управление инновациями: теория, методология, практика. 2016. № 19. С. 191-196.
3. Островский Н.А., Гуляев А.Е. Интернет-маркетинг в девелопменте // Аллея науки. 2018. Т. 2. № 5 (21). С. 1090-1094.
4. Локтионова Ю.Н., Козаченко А.В. Инвестиционные перспективы девелопмента в России // Евразийский союз ученых. 2018. № 4-6 (49). С. 65-67.
5. Суркова Л.Е., Суркова Е.К. Интернет-ресурсы г. Москвы в инвестиционно-строительной деятельности // Системотехника строительства. Киберфизические строительные системы – 2019. Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. 2019. С. 512-515.
6. Суркова Л.Е. Снижение рисков взаимодействия организаций на основе использования интернет-ресурсов // Естественные и технические науки. 2019. № 2 (128). С. 193-194.
7. Суркова Л.Е., Суркова Е.К. Возможности геоинформационных систем для анализа территорий и оценки инвестиционной привлекательности объектов строительства // Информационно-технологический вестник. 2020. № 3 (25). С. 134-141.
8. Тарануха Н.Л., Грахов В.П., Мохначев С.А., Пушкарев В.О. Девелопмент как основной фактор развития рынка жилой недвижимости // Управление экономикой: теория и практика. 2017. № 9. С. 65-75.

УДК 05.13.01

Исследование спроса на справочные правовые системы в России при помощи Power BI

Н.И. Царькова, кандидат педагогических наук,
доцент кафедры «Прикладная информатика»,
А.Н. Тарасов, магистрант 2 курса,
ФГБОУ ВО «Московский политехнический университет», г. Москва

Основная цель статьи состоит в обработке больших данных, генерируемых компаниями, разрабатывающие справочные правовые системы. Задача заключается в визуализации количества клиентов, сегментированных по городам для исследования распространённости справочных правовых систем в регионе.

В качестве инструмента обработки больших данных и визуализации полученных итогов используется продукт компании Microsoft – Power BI. Авторы анализируют уникальные значения количества клиентов, в зависимости от города и выявляют регионы с наименьшим количеством пользователей.

В заключении были подведены итоги исследования и разработаны планы на дальнейшую работу с использованием полученных результатов.

Анализ данных, бизнес-разведка, большие данные, Power BI, справочные правовые системы.

Research on the demand for reference legal systems in Russia using Power BI

N.I. Tsarkova, candidate of pedagogical Sciences, associate Professor of the department of «Applied Informatics»,
A.N. Tarasov, 2nd year master's student,
Moscow Polytechnic University, Moscow

The main purpose of the article is to process big data generated by companies that develop reference legal systems. The task is to visualize the number of clients segmented by city to study the prevalence of reference legal systems in the region.

Microsoft's Power BI product is used as a tool for processing big data and visualizing the results. The authors analyze the unique values of the number of customers, depending on the city, and identify the regions with the lowest number of users.

In conclusion, the results of the study were summarized and plans were developed for further work using the results obtained.

Data analysis, business intelligence, big data, Power BI, legal reference systems.

Введение

Умение грамотно работать с законодательством, когда происходит поиск решения для практических вопросов, в современном мире очень важно. В этой ситуации специалист имеет в распоряжении не только акты нормативного права, но и также может просмотреть консультации и разъяснения экспертов в области права. Так же крайне необходимо не только знать опыт судебной и арбитражной практики, но и грамотно управлять деловой документацией. На сегодняшний день есть специальный инструмент, позволяющий обеспечивать высокую эффективность принятия решений для выполнения задач, описанных выше. Данный инструмент представлен классом современных информационных и поисковых систем под названием справочные правовые системы.

Используя данный инструмент, специалисты могут находить необходимые фрагменты документов, выделять их и печатать, а также быть уверенными в их актуальности. Кроме этого, пользователи могут делать личные подборки документов, ставить их на контроль, чтобы вовремя видеть их изменения.

Основу справочных правовых систем (СПС) составляет информационные банки. Они представляют собой систематизированную информацию правового типа, структурированную по разделам, отраслям и подотраслям.

Кластеризация в СПС выполняется с использованием классификаторов. Каждый из таких классификаторов должен быть построен через разделение объектов классификации по разным группам, в соответствии с учрежденным основным признаком – основанием деления. Каждый классификатор, основывающийся на отдельном основании, представлен в виде:

- Структурированный перечень наименований групп объектов систематизации, отобранные согласно главному признаку.
- Инструмент для объединения и исполнения поиска по конкретному признаку.

Виды объектов классификации в справочных правовых системах:

- вид;
- название документа;
- принявший орган;
- дата принятия;
- тематика.

Основная часть

По результатам исследования рынка информационно-правовых продуктов компанией ВЦИОМ выделились следующие представители рынка данной сферы:

- Консультант Плюс;
- Гарант;
- Главбух;
- Кодекс.

Безусловными лидерами на рынке, на данный момент являются Консультант Плюс и Гарант, которые были основаны ещё 1990-х годах. Их совокупная

доля на рынке составляет порядка 80%. Остальные компании занимают оставшиеся 20%, при этом они занимают определенные ниши [1, с.17].

Если рассматривать региональные рынки, то в зависимости от региона преобладают Гарант или Консультант Плюс. В центральном регионе, где свои интересы представляют обе компании, идёт сильная конкуренция за пользователей. Борьба за клиентов происходит с использованием ценовой конкуренции, проведением рекламных компаний, применением новых технологий, расширением спектра задач. Компания Гарант является технологическим лидером на рынке и старается каждый год вводить инновационные продукты, чтобы привлечь новых пользователей. Основной принцип компании состоит в дифференциации рынка, иными словами, чтобы все группы клиентов (юристы, бухгалтеры, экономисты) могли найти для себя всё необходимое. Консультант Плюс акцентирует внимание на активной маркетинговой кампании, за счёт чего данная компания имеет большее количество пользователей, чем Гарант.

При анализе данных из открытых источников выяснилось, что большая часть пользователей справочно-правовых систем – средний бизнес (рис. 1).

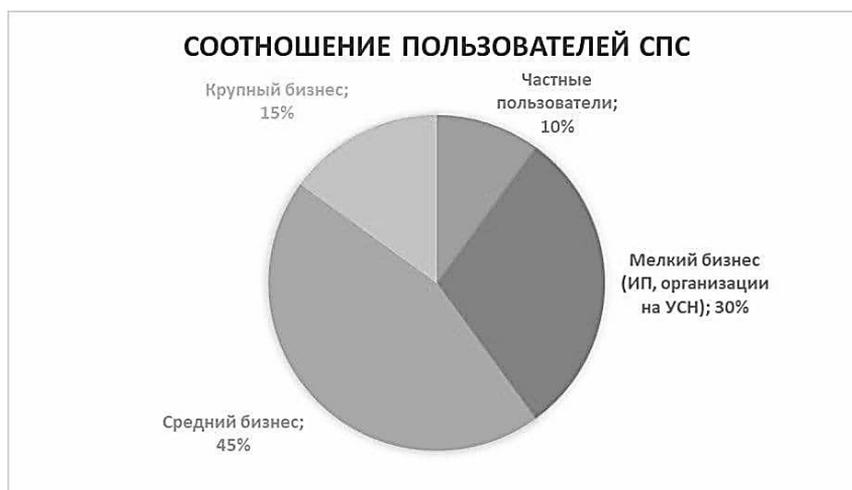


Рисунок 1 – Соотношение пользователей СПС

Компании Гарант и Консультант Плюс имеют большой опыт работы в сфере справочно-правовых систем, в следствие они генерируют большие объемы данных [2, с.24]. Поступающие данные, для дальнейшей обработки формируются в csv файлы (рис. 2), в которых хранятся следующие данные:

- клиенты
- регион продажи
- город продажи
- партнёр, который произвёл продажу
- номера персональных карточек партнёров и клиентов, а также проданных комплектов.

Номер карточки партнера	Название партнера	Город РФ	Номер карточки клиента	Название клиента	ID комплекта
36-01141		Воронеж	36-01141-000074		1422
61-00851		Ростов-на-Дону	61-00851-001089		4767
77-21082		Москва	77-00901-027804		13853
03-40820		Е Улан-Удэ	03-40820-000163		1106
14-71886		Якутск	14-71886-000017		133
79-40699		Биробиджан	79-40699-000170		630
64-40283		Саратов	64-40283-002260		65165
77-21082		Москва	77-21082-000189		3431
28-70644		Благовещенск	28-70644-001913		17750
64-40283		Саратов	64-40283-002260		65165
23-40891		Краснодар	23-40891-001633		33661
91-41012		Симферополь	91-41012-000979		1297
23-40891		Краснодар	23-40891-001021		19010
64-40283		Саратов	64-40283-004144		65613
66-00801		Екатеринбург	66-00801-000201		5123
91-41048		Симферополь	91-41048-000421		1258
76-00761		Ярославль	76-00761-000858		5413
23-70037		Ростов-на-Дону	23-70037-001063		31110
03-40820		Е Улан-Удэ	03-40820-000163		1106
14-71886		Якутск	14-71886-000017		133
79-40699		Биробиджан	79-40699-000170		630
64-40283		Саратов	64-40283-002260		65165
77-21082		Москва	77-21082-000189		3431
28-70644		Благовещенск	28-70644-001913		17750

Рисунок 2 – Вид обрабатываемых данных.

Используя имеющиеся данные, необходимо выявить наибольший спрос в регионах на справочно-правовые системы, а также найти корреляцию между спросом и количеством судебных дел в том или ином регионе. Это позволит выявить регионы, которые нуждаются в справочно-правовых системах, но по каким-либо причинам не знают о них или не имеют доступа.

В качестве инструмента для обработки больших данных и решения задачи используется программа Microsoft Power BI. Данная программа позволяет хранить и обрабатывать более 10 млн. строк [3]. Данный сервис отличается простотой в использовании, а также минимализмом в плане интерфейса, однако обладает большой мощностью и стабильной работой. Характеристики:

- Возможность импорта различных видов данных (потокные данные, облачные сервисы, книги Excel и сторонние приложения);
- Интерактивные панели мониторинга данных в реальном времени;
- Наличие API для интеграции Power BI в приложения;
- Возможность делиться отчётами несколькими способами;
- Поддержка большого количества платформ.

Для выявления наибольшего спроса в регионах необходимо построить гистограмму [4, с.28] по городам, в которых есть клиенты справочных правовых систем. Из-за специфичности накапливаемых данных, большинство значений могут повторяться и различаться только по дате. Другими словами, может встретиться один и тот же клиент, с одним и тем же уникальным номером, городом и другими ключевыми полями, по которым его можно определить. Если вывести такой тип данных на гистограмму, то результат не будет отображать реальную картину. Будут перечислены все значения строк.

Для вывода точных и нужных данных гистограмму необходимо построить с учётом нескольких условий:

Клиенты должны быть уникальными (не выводить повторяющиеся данные);

Клиентов нужно рассортировать по городам с учётом 1 пункта.

Используя Microsoft Excel для подобных задач, потребовалось бы сначала удалить дубликаты [5, с.81], но т.к. строки могут иметь отличающиеся столбцы, то вычленив уникальные значения именно клиентов и их региона – трудная задача. Также, если рассматривать анализ на будущее, те строки, которые будут исключены из выборки при удалении дубликатов, могут представлять ценность для дальнейших исследований. Велик риск упустить из виду тенденции [6, с.29; 7 с.35].

Microsoft Power BI позволяет вывести на гистограмму данные уникальных значений клиентов, отсортированных по городам.

Для вывода данных без удаления дубликатов была построена гистограмма уникальных значений количества клиентов, сегментированных по городам.

При анализе данных по спросу на справочные правовые системы выяснилось, что в тройку лидеров по спросу входят такие большие города, как Москва, Краснодар и Казань (рис. 3).

Используя Microsoft Power BI для обработки исходных больших данных, удалось выявить десятку лидеров по клиентам справочных правовых систем. На первом месте оказалась Москва. Следом за ней идут:

- Краснодар;
- Казань;
- Санкт-Петербург;
- Иркутск;
- Ростов-на-Дону;
- Тюмень;
- Саранск;
- Челябинск;
- Саратов.

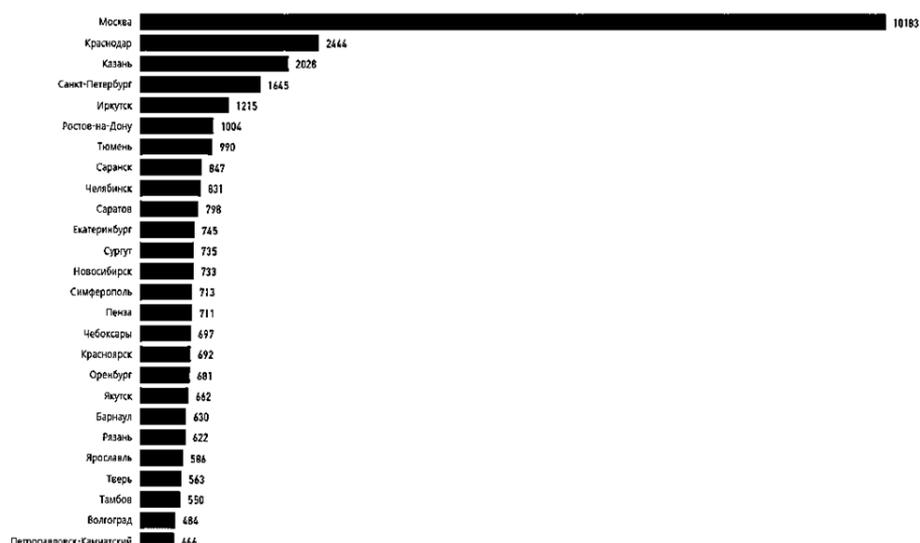


Рисунок 3 – Спрос на СПС в зависимости от региона

Для составления полной картины о спросе на услуги справочных правовых систем, было принято решение так же провести исследование городов, в которых использование системы не так широко (где система не распространена так же хорошо). Поскольку инструменты по работе с виджетами в Power BI позволяют гибко работать с графиками, следовательно, можно вывести не только города-лидеры, но и выявить отстающие города из выборки (рис. 4).

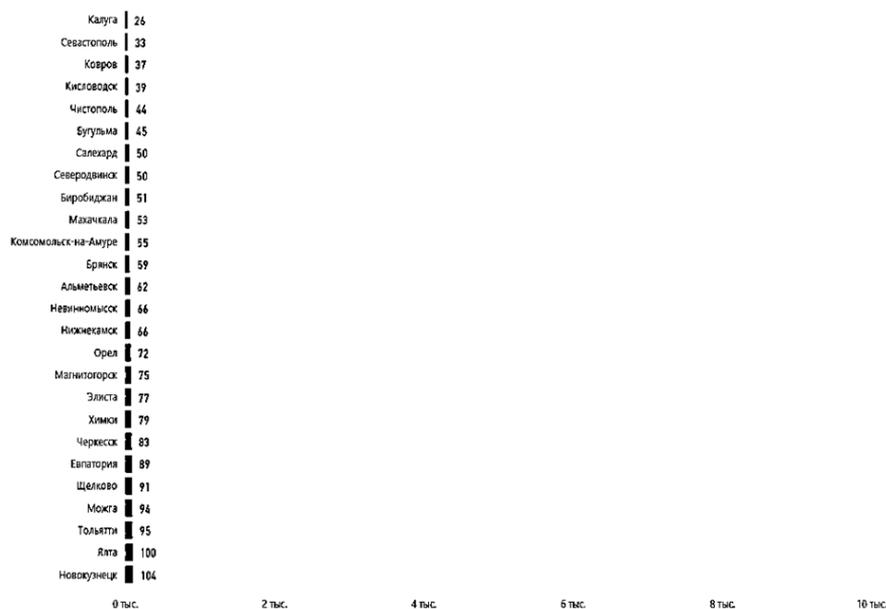


Рисунок 4 – Города с наименьшим количеством пользователей СПС

В результате анализа было выявлено, что количество городов, с наименьшим количеством клиентов достаточно велико. Это может быть обусловлено незнанием людей о существовании подобных систем, либо отсутствием финансовой возможности на их покупку. Кроме того, возможной причиной такого поведения является большая разница между численностью городов в разных частях России, средний заработок населения и прочие немаловажные факторы.

Данная гистограмма отображает лишь количество клиентов, сегментированных по городам, но не позволяет посмотреть на картину в целом. Основной задачей является исследование того, в каких районах страны много пользователей справочных правовых систем, а в каких наблюдается их острый недостаток. Для этого необходимо вывести данные по городам на реальную карту с отображением количества клиентов по каждому городу. Это позволит выявить те регионы, в которых необходимо провести внедрение СПС. Полученные данные в результате анализа будут использоваться в работе по исследованию корреляции между количеством правовых споров в регионе и количеством клиентов справочных правовых систем.

Если изобразить все города, в которых есть клиенты на карте, то выяснится, что в справочную правовую систему достаточно активно покупают и используют в Европейской части России (рис. 5). На дальнем Востоке и в Сибирском федеральном округе есть всего несколько городов, в которых пользуются справочными правовыми услугами. Исходя из вышесказанного, следует проанализировать спрос на данные системы в Сибири и на Дальнем Востоке страны для полного понимания картины.



Рисунок 5 – Вывод на карту городов

Полученные данные говорят о том, что по количеству пользователей справочных правовых систем преобладает европейская часть России. Это может быть обусловлено незнанием людей о существовании данного программного продукта, отсутствием финансовой возможности на его приобретение, либо значительной разницей между численностью городов в разных частях России.

Заключение

В настоящее время спрос на юридические услуги стал увеличиваться. В последние года население страны стремится к юридической грамотности и старается быть в курсе того, какие законы и нормативные акты могут помочь им в различных сложившихся жизненных ситуациях. Однако далеко не каждый знает о существовании программных продуктов, которые могут помочь в достижении этих целей. В частности, к подобным продуктам относятся справочные правовые системы. Используя данный инструмент, специалисты могут находить необходимую документацию, проводить с ней все желаемые манипуляции на своём устройстве, не заботясь о проверке на актуальность. Кроме этого, есть возможность создавать архивы документов, которые нуждаются в мониторинге, для отслеживания различных изменений в законодательстве. Продукт подобного рода имеет возможности, которые могут помочь не только профессиональным юристам в их профессиональной деятельности, но и широкому кругу лиц без глубоких юридических знаний.

Для выявления спроса на подобные программные средства, был проведен анализ больших данных для выявления наиболее лояльных регионов к справоч-

но-правовым системам. Для обработки информации и дальнейшей визуализации полученных результатов исследования был использован продукт компании Microsoft – Power BI, т.к. он является одним из наиболее эффективных средств обработки больших данных. Данный инструмент позволяет обрабатывать свыше 10 млн. строк и имеет богатый функционал.

На данном этапе исследования, предварительный результат показывает, что в Сибирском федеральном округе и на Дальнем Востоке России количество пользователей справочных правовых систем аномально низкое. Это может быть результатом того, что люди мало проинформированы о существовании данных программных решений, либо их финансовое положение не даёт возможности приобрести их. Для определения того, соответствует ли это предположение действительности, планируется дополнительно провести анализ средней зарплаты по всем регионам, а также изучить подробнее расходы населения. Кроме того, в дальнейшем необходимо провести исследование количества судебно-правовых споров по регионам страны, а также детально изучить информацию по этим регионам. Следующим этапом планируется провести исследование корреляции между спросом на справочные правовые системы и количеством судебно-правовых споров в регионе, а также обнаружить дополнительные факторы, которые оказывают сильное влияние на интерес населения к данным программным продуктам.

Литература

1. Кашина И.А. Информационно-правовые системы // 2018. С. 126.
2. Лесковец Ю., Раджараман А., Ульман Д. Анализ больших наборов данных // 2016. С. 498.
3. Суворов С.В., Царькова Н.И., Тарасов А.Н. BI-сервис как инструмент для обработки больших данных для отечественных компаний // Финансовая Экономика. 2019. № 12. С. 493-496.
4. Миркин Б.Г. Введение в анализ данных // Учебник и практикум. 2015. С. 176.
5. Финков М.В. Вычисления, графики и анализ данных в Excel 2013 // Самоучитель. 2015. С. 326.
6. Форман Д. Много цифр: Анализ больших данных при помощи Excel. 2017. С. 461.
7. Козлов А.Ю., Мхитарян В.С., Шишов В.Ф. Статистический анализ данных в MS Excel // Учебное пособие. 2018. С.80.

УДК 621.794

Особенности хрупкого разрушения сталей в условиях низких температур

С.Н. Гушин, кандидат технических наук, доцент,
М.С. Поярков, кандидат технических наук, доцент,
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования Вятская государственная сельскохозяйственная академия (ФГБОУ ВО Вятская ГСХА), г. Киров

В статье рассмотрены особенности хрупкого разрушения сталей в условиях низких температур. Разрушение стальных конструкций чаще всего начинается от концентраторов напряжения (производственные дефекты, сварные швы и т.д.) В результате понижения температуры влияние этих факторов резко усиливается. В этом случае требуется применение металла, способного к пластической деформации при низких температурах, поскольку хрупкое разрушение по своим последствиям значительно опаснее, чем пластичное. Пластическая деформация осуществляется за счет перемещения дислокаций, которые являются проявлением несовершенства кристаллической решетки. Под влиянием напряжений при отсутствии препятствий дислокации свободно перемещаются в решетке металла. Понижение температуры приводит к тому, что возрастающий предел текучести достигает значений хрупкой прочности. Существенное влияние на хладостойкость стали оказывают примеси. Влияние примесей связано в первую очередь с загрязнением границ зерен сплавов и уменьшением сил сцепления на плоскостях спайности. Кроме этого, границы зерен характеризуются значительными нарушениями кристаллического строения и являются участками скопления дефектов структуры и включений.

Хрупкое разрушение, пластическая деформация, условный порог хладноломкости.

Features of brittle fracture of steels at low temperatures

S.N. Gushchin, Ph. D., associate Professor,
M.S. Poyarkov, Ph. D., associate Professor,
Federal state budgetary educational institution of higher professional education
Vyatka state agricultural Academy
(University at Vyatka state agricultural Academy), Kirov

The article deals with the features of brittle fracture of steels at low temperatures. The destruction of steel structures most often begins from stress concentrators (manufacturing defects, welds, etc.) As a result of a decrease in temperature, the influence of these factors increases dramatically. In this case, the use of a metal capable of plastic deformation at low temperatures is required, since brittle destruction is much more dangerous in its consequences than plastic. Plastic deformation is carried out

due to the displacement of dislocations, which are a manifestation of the imperfection of the crystal lattice. Under the influence of stresses in the absence of obstacles, dislocations move freely in the metal lattice. A decrease in temperature leads to the fact that the increasing yield strength reaches the values of brittle strength. Impurities have a significant effect on the cold resistance of steel. The influence of impurities is primarily associated with contamination of the grain boundaries of alloys and a decrease in the adhesion forces on the cleavage planes. In addition, the grain boundaries are characterized by significant violations of the crystal structure and are areas of accumulation of structural defects and inclusions.

Brittle fracture, plastic deformation, conditional threshold of cold breaking.

Наиболее благоприятной ситуацией для возникновения хрупкого разрушения стальных конструкций является быстрое похолодание, когда температура среды понижается со скоростью более одного градуса Цельсия в час. Сильный порывистый ветер может вызвать динамические нагрузки. В некоторых конструкциях ветровая нагрузка может привести к развитию явлений усталости. В результате этого неизбежно произойдет повышение критической температуры перехода стали в хрупкое состояние [6, С.586].

Разрушение стальных конструкций чаще всего начинается от надразов, дефектов сварных швов, усталостных трещин, зоны повышенных напряжений и т.д. В результате понижения температуры влияние этих факторов резко усиливается.

В этом случае требуется применение металла, способного к пластической деформации при низких температурах, или с минимальной склонностью к охрупчиванию с понижением температуры, поскольку хрупкое разрушение по своим последствиям значительно опаснее, чем пластичное. В хрупких материалах оно может произойти преждевременно в момент начала пластической деформации.

Свойство металла хрупко разрушаться при понижении температуры принято называть хладноломкостью. В отличие от этого, понятие хладостойкость характеризует собой способность металлов противостоять разрушению при низких температурах.

Пластическая деформация осуществляется за счет перемещения дислокаций, которые являются проявлением несовершенства кристаллической решетки. Под влиянием напряжений при отсутствии препятствий дислокации свободно перемещаются в решетке металла.

Пути сдвигов пропорциональны диаметру зерна. Поэтому все факторы, приводящие к измельчению зерна и, следовательно, дроблению путей сдвига, увеличивают интервал пластического состояния. Поэтому измельчение зерна независимо от метода осуществления должно способствовать повышению хладостойкости стали. В этом отношении могут оказаться пригодными для реализации поставленной задачи, например, модифицирование, нормализация, закалка и другие виды обработки стали в процессе ее производства.

Понижение температуры приводит к тому, что возрастающий предел те-

кучести достигает значений хрупкой прочности. При этом металл испытывает хрупкое разрушение без заметной пластической деформации. Температура, при которой происходит разрушение, называется критической. Величина хрупкой прочности не зависит от температуры, а определяется структурой металла и изменяется в определенном интервале рассеивания. Поэтому предел текучести достигает значений хрупкой прочности не при какой-то определенной температуре, а в некотором критическом интервале температур хрупкости. На основании этого введено понятие о двух порогах хладноломкости. Обычно более высокая температура, соответствующая появлению первых хрупких изломов, называется верхней границей, или правым порогом критического интервала хрупкости, а более низкая температура, соответствующая стопроцентному хрупкому излому, – нижней границей, или левым порогом критического интервала хрупкости [8, С.85].

В сталях переход от вязкого состояния к хрупкому распространяется на довольно широкий температурный интервал. В интервале более высоких температур характер излома – волокнистый или типа среза (изредка над областью рассеяния наблюдается смешанный излом – волокнистый и зернистый); величина поглощенной работы весьма велика и зависимость ее от температуры выражается плавной кривой.

При понижении температуры испытания величины поглощенной работы характеризуются значительным рассеянием, а излом, может получиться волокнистым, зернистым или смешанным. При температуре ниже области рассеяния характер излома зернистый, значения поглощенной работы низкие.

Переход из хрупкого в вязкое состояние, и наоборот, может происходить при различных температурах в зависимости от геометрии образца, особенностей надреза и других факторов [7, С.70].

Порог хладноломкости конструкционной стали в определенной степени отражает запас вязкости металла, его склонность к хрупкому разрушению при наличии концентраторов напряжений, способность стали сопротивляться нагрузкам, прилагаемым с большой скоростью. Повышение прочности стали увеличивает ее склонность к хрупкому разрушению и повышает порог хладноломкости.

В технике часто пользуются понятием – «условный порог хладноломкости». Под этим подразумевается температура, выраженная в градусах шкалы Цельсия, при которой величина ударной вязкости стандартного образца достигает минимальных значений, предусмотренных соответствующими стандартами или техническими условиями.

Существенное влияние на хладостойкость стали оказывают примеси. Например, примеси углерода, серы, фосфора, азота, кислорода, ряда цветных металлов и др. в значительной степени охрупчивают стали всех марок. В то же время имеются исследования, показывающие, что особо чистое железо, содержащее только десятитысячные доли процента углерода, азота и кислорода, сохраняет пластичность до температуры 269°С [2, С.153].

Влияние примесей связано в первую очередь с загрязнением границ зерен сплавов и уменьшением сил сцепления на плоскостях спайности. Кроме этого, границы зерен характеризуются значительными нарушениями кристаллического строения и являются участками скопления дефектов структуры и включений.

В то же время хорошо известно положительное влияние таких легирующих элементов, как никель, марганец, молибден и др. В зависимости от химического состава и метода выплавки максимальная рабочая температура стали существенно изменяется.

Легирующие элементы, образующие растворы внедрения в сплавах с объёмноцентрированной кубической решеткой, существенно влияют на характер излома. В зависимости от степени легирования излом может меняться от транс-кристаллитного до интеркристаллитного [5, С.132]. При разрушении трещины излома выбирают пути наименьшего сопротивления.

Влияние температуры на возникновение разрушений путем отрыва связано в первую очередь с тем, что понижение температуры затрудняет процесс скольжения, поскольку перемещение дислокаций в результате уменьшения подвижности атомов уменьшается. Это относится как к атомам решетки матрицы, так и к внедренным атомам примеси. В результате критическое напряжение сдвига сильно увеличивается [3, С.220].

Таким образом, явление хрупкого разрушения металла обусловлено влиянием большого количества факторов, которые с известными допущениями можно разделить на две следующие группы:

- факторы, определяющие механическую сущность явления: вид напряженного состояния металла в процессе нагружения (зависит от параметров концентраторов напряжений, интенсивности концентрации напряжений, характера и скорости приложения нагрузки и т.д.);

- факторы, определяющие физическое состояние металла: тип кристаллической решетки металла, макроструктуру, величину зерна и т.д.

Принципиальная схема изменения сопротивления металла хрупкому разрушению во многом ясна. Однако для металлургической и машиностроительной практики важно знать, какие конкретные факторы и в какой мере влияют на свойства стали и, в частности, на ее хладостойкость. Однако имеющихся в литературе данных пока еще недостаточно даже для того, чтобы дать хотя бы относительную оценку роли этих факторов.

Более того, имеются противоречивые данные, например, о влиянии нитридо-образующих элементов (титана, ванадия, ниобия). Поэтому целесообразно более подробно рассмотреть вопрос о влиянии отдельных факторов на пластические свойства стали при обычных и пониженных температурах с учетом результатов исследований, выполненных в последнее время. Предварительно следует остановиться на критериях и методах оценки хладостойкости стали. Принципиальная зависимость ударной вязкости от температуры приведена на рисунке 1.

Наличие резкого провала ударной вязкости в определенном интервале температур является общим свойством металлов с объёмноцентрированной кубической решеткой. Плавный ход кривой обнаруживают металлы с волокнистой структурой. Падение ударной вязкости и особенно смещение, кривой ее температурной зависимости в сторону более высоких температур служит не только признаком изменения хладостойкости стали, но также признаком и критерием старения. Наряду с этим изменение температуры хладоломкости стали может служить мерой восприимчивости стали к отпускной хрупкости [1, С.120].

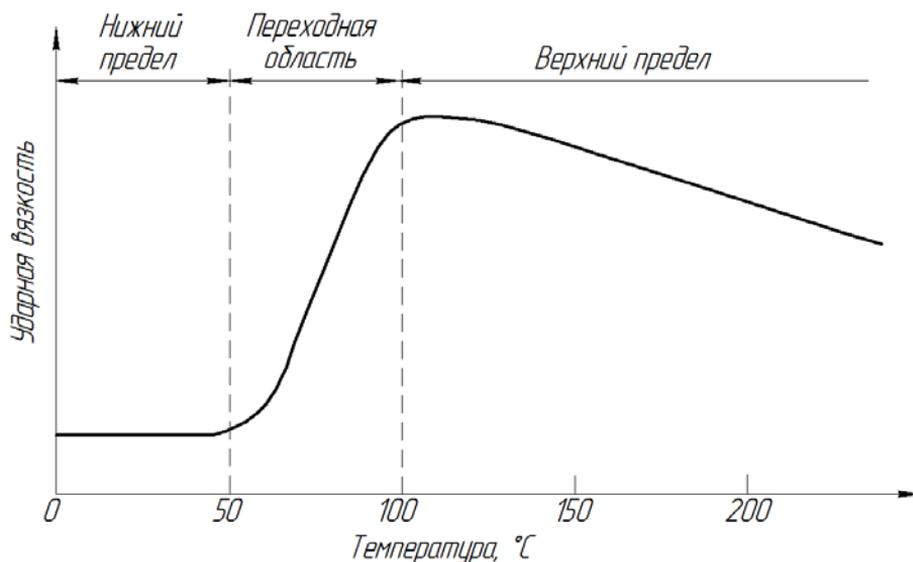


Рисунок 1 – Принципиальная зависимость ударной вязкости от температуры

Следовательно, чувствительность к надрезу, температура перехода от вязкого излома к хрупкому, старение и хрупкость, обусловленная холодной деформацией, являются характеристиками, которые поддаются оценке испытанием на ударную вязкость надрезанных образцов.

Однако оценка хладостойкости стали путем определения ее ударной вязкости не позволяет с достаточной точностью судить о работоспособности металла в той или иной конструкции. Известны, например, случаи, когда конструкции из стали, обладающей высокой ударной вязкостью, хрупко разрушались, а аналогичные конструкции из стали, обладающей меньшей ударной вязкостью, успешно работали [4, С.258]. Поэтому в последнее время внимание потребителей металла привлекают новые методы определения его хладостойкости.

Стандартных методов определения работы зарождения и развития трещины не существует. Применяемые методы, как правило, не выходят за рамки лабораторных исследований. Процесс разрушения образца с трещиной протекает в следующей последовательности:

- раскрытие трещины;
- пластическая деформация металла в устье трещины;
- развитие магистральной трещины.

Энергетические затраты, на стадии, предшествующей развитию магистральной трещины, могут достигать 50% по отношению к величине экстраполированного значения.

В целом, наиболее часто качество стали оценивают условным порогом хладноломкости, при котором величина ударной вязкости имеет заданную конкретную величину или выражена в процентах (40...60% по отношению к соответствующей характеристике при комнатной температуре). Уровень условного порога хладноломкости при необходимости указывается в стандартах или технических условиях.

Литература

1. Новожилов В.В., Кадашевич Ю.И. Микронапряжения в конструкционных материалах // Л.: Машиностроение. 1990. 223 с.
2. Малинин Н.Н. Прикладная теория пластичности и ползучести // М.: Машиностроение. 1975. 400 с.
3. Матросов Ю.И., Литвиненко Д.А., Голованенко С.А. Сталь для магистральных газопроводов // М.: Металлургия. 1989. 288 с.
4. Методы испытания, контроля и исследования машиностроительных материалов. Т. 1: Физические методы исследования металлов: Справочное пособие / под ред. А.Т. Туманова // М.: Машиностроение. 1971. 552 с.
5. Пикеринг Ф.Б. Физическое металловедение и разработка сталей / пер. с англ. // М.: Металлургия. 1982. 184 с.
6. Солнцев Ю.П., Пряхин Е.И. Металловедение // СПб.: Химиздат. 2007. 784 с.
7. Филипков Г.А., Морозов Ю.Д., Шлямнев А.П., Эфрон Л.И. Конструкционные материалы будущего // Сталь. 2004. № 8. с. 69-78.
8. Филипков Г.А. Фундаментальные исследования природы хрупкости – основы создания высокопрочных и надежных конструкционных материалов // Сталь. 2004. № 8. с. 83-89.

УДК 621.794

Теоретические аспекты получения винтовой поверхности из тонкой полосы при листовой штамповке

М.Л. Скрябин, кандидат технических наук, доцент,
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
Вятская государственная сельскохозяйственная академия
(ФГБОУ ВО Вятская ГСХА), г. Киров

В статье рассмотрены теоретические аспекты получения винтовой поверхности из тонкой полосы при листовой штамповке. Также предложена модель для расчета компонентов напряженно-деформированного состояния полосы и отдельных технологических параметров. Для удобства расчетов предполагается, что полоса имеет достаточную длину и угол закручивания по всей длине полосы одинаков. Несмотря на значительные упрощения геометрического характера, задача о кручении полосы остается сложной, вследствие двумерности напряженного состояния, геометрической и физической нелинейности процесса деформирования. Ее дальнейшее решение целесообразно основывать на методе конечных элементов, ориентируясь на применение ЭВМ. Для замыкания системы уравнений, описывающих поведение дискретной модели полосы на шаге нагружения, необходимо связать напряжения и малые приращения деформаций в середине каждого элемента. Для этого используем теорию пластического течения, пренебрегая упругими составляющими деформаций вследствие их малости по сравнению с большими пластическими деформациями.

Пластическое деформирование, листовая штамповка, остаточные напряжения, метод конечных элементов.

Theoretical aspects of obtaining a helical surface from a thin strip during sheet stamping

M.L. Scriabin, Ph. D., associate Professor,
Federal state budgetary educational institution of higher professional education
Vyatka state agricultural Academy
(University at Vyatka state agricultural Academy), Kirov

The article deals with the theoretical aspects of obtaining a helical surface from a thin strip during sheet stamping. A model is also proposed for calculating the components of the stress-strain state of the strip and individual technological parameters. For convenience of calculations, it is assumed that the strip has a sufficient length and the angle of twisting along the entire length of the strip is the same. Despite significant geometric simplifications, the problem of band torsion remains complex due to the two-dimensionality of the stress state, the geometric and physical nonlinearity of

the deformation process. Its further solution should be based on the finite element method, focusing on the use of computers. To close the system of equations describing the behavior of the discrete band model at the loading step, it is necessary to relate the stresses and small increments of deformations in the middle of each element. To do this, we use the theory of plastic flow, neglecting the elastic components of deformations due to their smallness in comparison with large plastic deformations.

Plastic deformation, sheet stamping, residual stresses, finite element method.

Кручение тонкой полосы используют в листовой штамповке как технологическую операцию получения тонкостенных изделий с винтовой поверхностью. Деформациями сдвига по всему объему полосы пренебрегаем, считая, что механизм формоизменения и сопротивления внешним силам основан на растяжении сжатии волокон ее срединной поверхности.

Выбираем систему координат x , y , z так, чтобы ось z являлась осью кручения, а плоскость xz совпадала со срединной поверхностью полосы в исходном недеформированном состоянии (рис. 1). Параметрами процесса формоизменения считаем угол закручивания θ и деформацию ε_z оси полосы. При этом осевая сила T_z и соответствующий крутящий момент M_z являются функциями θ , ε_z , размеров начального сечения и свойств материала полосы. Кроме того, вследствие симметрии задачи рассматриваем половину полосы.

В соответствии с принятыми предположениями о деформации продольные волокна срединной поверхности полосы переходят в винтовые линии, параметрическое представление которых имеет вид:

$$x = r \cos \theta z; y = r \sin \theta z, \quad (1)$$

где r – текущее расстояние от волокна до оси z .

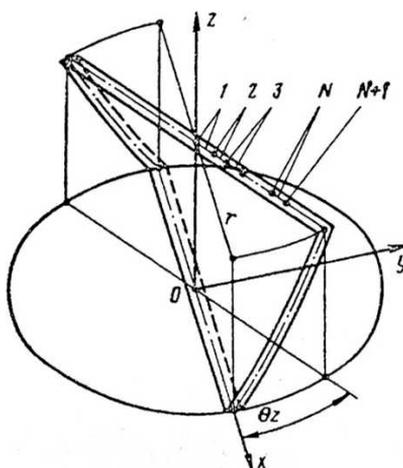


Рисунок 1 – Выбор системы координат для расчета компонентов напряженно-деформированного состояния полосы

Несмотря на значительные упрощения геометрического характера, задача о кручении полосы остается сложной вследствие двумерности напряженного состояния, геометрической и физической нелинейности процесса деформирования. Ее дальнейшее решение целесообразно основывать на методе конечных элементов, ориентируясь на применение ЭВМ.

Разбиваем полосу в ее исходном плоском состоянии на элементарные полоски вдоль оси z .

На рисунке 1 показана схема разбиения поперечного сечения деформированной срединной поверхности полосы. Пронумеруем элементы от 1 до N , а соответствующие «узлы» от 1 до N .

Рассматриваем процесс деформирования образованного конечно-элементного ансамбля как пошаговый, при котором деформации по длине l каждого элемента, в радиальном направлении r и по толщине h получают малые приращения ε_s , ε_r , ε_h .

Для вычисления малого приращения деформации ε_s используем известное для малых относительных удлинений выражение [1, С.32]:

$$\varepsilon_s = 0,5[(ds^*)^2 - (ds)^2]/(ds)^2 \quad (2)$$

Пользуясь уравнениями винтовой линии, получаем:

$$(ds)^2 = (dx)^2 + (dy)^2 + (dz)^2 = (r^2\theta^2 + 1)(dz)^2$$

$$(ds^*)^2 = (r^*\theta^* + 1)(1 + \varepsilon_z)(dz)^2 \quad (3)$$

В выражении для ds^* учтено возможное относительное удлинение (укорочение) ε_z на шаге нагружения.

Согласно (3) и (2) с учетом малости ε_z имеем:

$$\varepsilon_s = 0,5[(1 + \varepsilon_z)^2 r^*\theta^* - r^2\theta^2 + 2\varepsilon_z]/(r^2\theta^2 + 1) \quad (4)$$

Присваиваем торцам каждого элемента модели номера **1** и **2** в направлении увеличения радиуса r . Обозначаем перемещения точек элемента вдоль радиального направления u . Предположив, что ширина элемента $\Delta r = r_1 - r_2$, настолько мала, что можно считать перемещения u распределенными линейно по его ширине, получаем:

$$\varepsilon_r = (u_2 - u_1)/\Delta r \quad (5)$$

Выражение (5) для малых относительных удлинений ε_h соответствует принятию предположения о постоянстве радиальных деформаций по элементу.

Для определения деформаций ε_h толщине каждого элемента используем обычное для материала, находящегося в условиях пластического течения, усло-

вие несжимаемости будет иметь вид:

$$\varepsilon_r + \varepsilon_s + \varepsilon_h = 0 \quad (6)$$

Обозначаем напряжения, возникающие в элементе на шаге нагружения σ_s и σ_r . Используя принцип возможных перемещений, приводим совокупность внутренних силовых факторов в элементе к статически эквивалентной системе обобщенных торцовых сил R_1 и R_2 .

Данные силы действуют в деформированном состоянии в направлении бесконечно малых возможных перемещений δu_1 и δu_2 (работу напряжений на вариациях деформаций в элементе находим в результате интегрирования по его объему). Для определенности считаем, что элемент в исходном недеформированном состоянии имеет длину $s = 1$. Зная логарифмическую деформацию ε_s в элементе, можно вычислить длины его деформированных продольных волокон по формуле $s = \exp(\varepsilon_s)$. При этом объем элемента на шаге нагружения можно оценить величиной $h\Delta r \exp(\varepsilon_s)$ при подсчете которой значения h и ε_r взяты в середине элемента. Интеграл по объему элемента приближенно заменяем произведением среднего значения подынтегральной функции на объем.

Итак, имеем

$$R_1 \delta u_1 + R_2 \delta u_2 = (\sigma_s \delta \varepsilon_s + \sigma_r \delta \varepsilon_r) h \Delta r \exp(\varepsilon_s) \quad (7)$$

Значения всех величин, входящих в правую часть равенства (7), кроме Δr , вычисляем в середине элемента.

Выражаем вариации деформаций $\delta \varepsilon_s$ и $\delta \varepsilon_r$ через вариации перемещений δu_1 и δu_2 согласно соотношениям (4) и (5) с учетом равенств $r = (r_1 + r_2)/2$ и $r^* = r + (u_1 + u_2)/2$:

$$\delta \varepsilon_s = \frac{(1 + \varepsilon_s) r^* \theta^*}{2(r^2 \theta^2 + 1)} (\delta u_1 + \delta u_2); \quad \delta \varepsilon_r = \frac{\delta u_1 - \delta u_2}{\Delta r} \quad (8)$$

Подставив выражения (8) в (7) и приравняв члены при вариациях δu_1 и δu_2 получаем

$$R_{1,2} = \frac{\sigma_s r^* \theta^{*2} (1 + \varepsilon_s) h \Delta r \exp(\varepsilon_s)}{2(r^2 \theta^2 + 1)} \pm \sigma_r h \exp(\varepsilon_s) \quad (9)$$

Условия равновесия узлов дискретной модели полосы на шаге нагружения состоят в равенстве нулю суммы соответствующих торцовых сил смежных элементов, а именно:

$$R_1^i + R_2^{i-1} = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, N + 1). \quad (10)$$

Для замыкания системы уравнений, описывающих поведение дискретной модели полосы на шаге нагружения, необходимо связать напряжения и малые приращения деформаций в середине каждого элемента. Для этого используем

теорию пластического течения, пренебрегая упругими составляющими деформаций вследствие их малости по сравнению с большими пластическими деформациями.

Материал полосы считаем трансверсально-изотропным с изотропным упрочнением. Согласно теории Хилла имеем [2, С.92]:

$$\sigma_s = \frac{2}{3} \frac{R+2}{1+2R} \frac{\sigma}{\varepsilon} [(1+R)\varepsilon_s + R\varepsilon_r]; \quad (11)$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{\sqrt{R+2}}{1+2R} [(\varepsilon_r - R\varepsilon_h)^2 + (R\varepsilon_h - \varepsilon_s)^2 + R(\varepsilon_s - \varepsilon_r)^2]}^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

$$\varepsilon_h = -\varepsilon_s - \varepsilon_r \quad (13)$$

где R – показатель анизотропии листового материала;

ε – эквивалентное приращение деформаций;

σ – эквивалентное напряжение, определяемая экспериментально.

Соотношения (11) соответствуют пошаговой схеме нагружения модели и являются приближенными в отличие от дифференциальных соотношений теории течения, поскольку бесконечно малые приращения деформаций заменены малыми, но конечными приращениями.

При нахождении накопленной эквивалентной деформации $\bar{\varepsilon}$ интегрирование вдоль пути нагружения заменяем суммированием эквивалентных приращений деформаций ε из (11) по шагам нагружения.

Для учета зависимости напряженно-деформированного состояния от скорости деформаций изотропного материала используют технические теории ползучести [3, С.10]. В частности, возьмем соотношения (11) теории течения при $R=1$, считая эквивалентное напряжение σ известной функцией накопленной деформации и скорости деформации:

$$\sigma = \Phi_1 \left(\bar{\varepsilon} + \varepsilon, \frac{\varepsilon}{\Delta t} \right) \quad (14)$$

Здесь скорость деформации также приближенно вычисляем на основе малых приращений деформации ε и времени Δt . Таким образом, в рассматриваемом случае пошаговый процесс осуществляется с шагом Δt по времени при заданных условиях нагружения во времени: $\theta = \theta(t), \varepsilon_z = \varepsilon_z(t)$.

Уравнение равновесия (10) представляет собой систему нелинейных алгебраических уравнений относительно узловых перемещений $u^i = u_1^i = u_2^{i-1}$. После решения такой системы можно определить все компоненты напряженно-деформированного состояния модели на рассматриваемом шаге нагружения.

Нелинейную алгебраическую задачу решаем итерационным методом Ньютона с помощью ЭВМ. При этом линеаризация соотношений проводится поэлементно с выписыванием соответствующих матричных выражений относи-

тельно уточняемых на итерации перемещений $u_1^{(k+1)}, u_2^{(k+1)}$ элемента.

Сборка матриц отдельных элементов в общую матрицу модели осуществляется согласно уравнениям равновесия (10). Система линейных алгебраических уравнений в процессе итерационного уточнения решается методом Гаусса с учетом ленточной структуры матрицы и граничного условия $u^1 = 0$. Итерационный процесс осуществляется до достижения заданной точности [4, С.120].

Следует отметить, что линеаризованные задачи, сформулированные на основе зависимостей (12) и (13), по форме записи абсолютно совпадают. Различие проявляется лишь при вычислении $\sigma^{(k)}$ и $\frac{d\sigma^{(k)}}{d\varepsilon}$.

Расчеты на первом шаге нагружения проводятся при $\theta = 0$ и заданных параметрах θ^*, ε_z на основе уравнений теории малых упругопластических деформаций (соотношения (11) при $\bar{\varepsilon} = 0$). При этом параметры нагружения выбираем так, чтобы деформации действительно оказались малыми. После решения задачи на данном шаге нагружения проводится пересчет геометрических параметров элементов, таких, как $r^*, \bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon} + \varepsilon$ и др. Пересчитанные таким образом параметры элементов, принимаются за исходные при выполнении следующего шага нагружения [5, С.200].

По найденным в результате расчета напряжениям σ_s в элементах с учетом того, что они действуют в направлении единичного вектора касательной к винтовой линии в ее деформированном положении, определяются осевая сила T_z и крутящий момент M_z , в поперечном сечении полосы:

$$T_z = 2 \sum \frac{\sigma_s h \Delta r}{\sqrt{r^* \theta^* + 1}} \quad (15)$$

$$M_z = 2 \sum \frac{\sigma_s r^* \theta^* h \Delta r}{\sqrt{r^* \theta^* + 1}} \quad (16)$$

Суммирование (14) осуществляется по всем элементам.

Считаем, что упрочнение металла происходит согласно степенной зависимости:

$$\sigma = A(\varepsilon_0 + \bar{\varepsilon})^n,$$

где A, ε_0 и n – константы.

Половину полосы, расположенную с одной стороны от оси z расчленим на 20 продольных волокон ($N=20$). В качестве безразмерного параметра формоизменения принимаем произведение θb , которое равняется тангенсу угла наклона крайнего винтового волокна к линии, параллельной оси z [6, С.320].

На рисунке 2 приведены зависимости относительного радиального перемещения от относительной исходной координаты при различных значениях параметра θb и $n = 0,2; \varepsilon_0 = 0; R = 1$. При варьировании параметра n от нуля до 0,3

смещение кривых не превышает 2 %. Для $n = 0,5$ при $\theta b \approx 1$ оно составляет 7%.

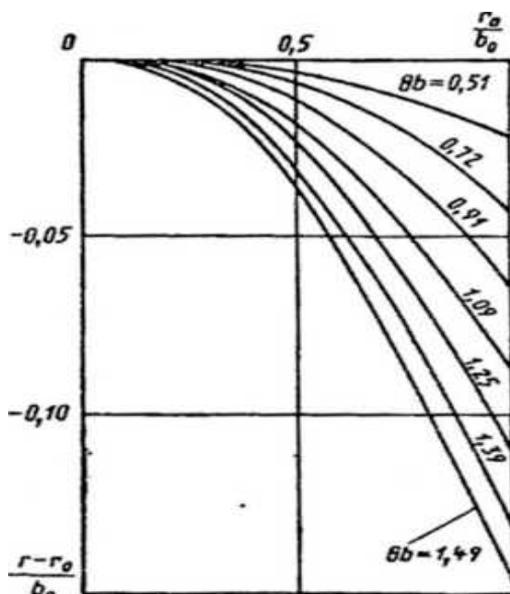


Рисунок 2 – Зависимости относительного радиального перемещения от относительной исходной координаты

В заключении следует отметить, что угол закручивания равномерно распределен вдоль образцов при нарастающем крутящем моменте ($dM_z > 0$) [7, С.350]. При $dM_z = 0$ в образцах шириной $b_0 = 6h_0$ возникает локализация кручения на относительно коротком участке; вне участка формоизменение прекращается. Локальное формоизменение продолжается при $dM_z < 0$ и заканчивается разрывом образца. В образцах шириной $b_0 = 10h_0$ крутящий момент перестает увеличиваться раньше вследствие потери устойчивости от напряжений сжатия и изгиба поперечного сечения на участке длиной порядка b_0 . Формоизменение вне этого участка прекращается.

Литература

1. Макаров П.В., Романова В.А., Балахонов Р.Р. Моделирование неоднородной пластической деформации с учетом зарождения локализованных пластических сдвигов на границах раздела // Физическая мезомеханика. 2001. Т.4. № 5. С.29-39.
2. Мельников Б.Е., Семёнов А.С. Многомодельный анализ упругопластического деформирования материалов и элементов конструкций // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2007. Том 49. № 1. С. 86-97.
3. Мосолов А.Б. Описание сложных упругопластических процессов на основе эндохронной теории пластичности // Проблемы прочности. 1991. № 4. С.8-11.
4. Новожилов В.В., Кадашевич Ю.И. Микронапряжения в конструкционных материалах // Л.: Машиностроение. 1990. 223 с.
5. Хилл Р. Математическая теория пластичности // М.: ГИТТЛ. 1956. 407 с.

6. Малинин Н.Н. Прикладная теория пластичности и ползучести // М.: Машиностроение. 1975. 400 с.
7. Кривошапко С.Н. Сопротивление материалов: лекции, семинары, расчетно-графические работы // М.: Издательство Юрайт. 2013. 413с. Серия: Базовый курс.

УДК 678.021:004.94

**Кинематико-силовой анализ процесса иглопробивки
плетеных преформ**

А.В. Чесноков, доктор технических наук, зав. лабораторией,

С.П. Черенков, инженер,

Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области

«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова», г. Королев, Московская область,

Д.В. Чесноков, зам. начальника отдела,

АО «Композит», г. Королев, Московская область

Описан процесс трансверсального армирования плетеных преформ иглопробивкой. Определен процесс взаимодействия иглы с оплеточными жгутами с учетом деформационных процессов изменения амплитуды переплетения и проскальзыванием жгутов плетеной структуры материала при введении иглы. Приведены экспериментальные данные сопротивления проникновению иглы в преформу и подложку.

Композиционные материалы, плетение, преформа, иглопробивка, трансверсальное армирование.

**Force kinematic analysis of the process of needle punching
of woven preforms**

A.V. Chesnokov, Doctor of Technical Sciences, head of laboratory

S.P. Cherenkov, engineer,

State Budgetary Educational Institution of Higher Education of the Moscow Region

«Technological University named after twice Hero of the Soviet Union,

pilot-cosmonaut A.A. Leonov», Korolev, Moscow region,

D.V. Chesnokov, deputy. head of Department,

JSC «Kompozit», Korolev, Moscow Region

The process of transverse reinforcement of woven preforms with needle punching is described. The process of interaction of the needle with the braiding cords is determined, taking into account the deformation processes of the change in the weave amplitude and the slippage of the cords of the woven structure of the material when the needle is inserted. Experimental data on resistance to penetration of the needle into the preform and substrate are presented.

Composite materials, weaving, preform, needle punching, transverse reinforcement.

Углерод-углеродные композитные материалы (УУКМ) обладают уни-

кальными свойствами, такими как высокая удельная жесткость и прочность, низкая плотность, хорошая износостойкость, высокая термостойкость и близкое к нулю тепловое расширение [1]. Все шире применяются УУКМ на основе преформ с трансверсальным межслойным армированием посредством иглопробивки. Это наиболее экономичный способ создания равномерной межслойной взаимосвязи армирующих слоев из ткани и при плетении.

В исследовании [2], рассмотрено влияние иглопробивки войлока на механические свойства УУКМ. Выявлено повышение прочностных характеристик на изгиб при иглопробивке преформ с отношением нетканого углеродного полотна к войлоку от 7:3 до 6:4.

В работе [3] рассмотрен процесс иглопробивки с высокой плотностью прокалывания преформы из углеродного войлока и ткани. Выявлено снижение прочности УУКМ при растяжении и изгибе, из-за высокой повреждаемости длинных волокон материала и образования макропор.

Исследования макроразрушения преформ после иглопробивки проведены с помощью сканирующего электронного микроскопа в работах [4-5]. Изучен механизм изгибной деформации и разрушения УУКМ, на основе 3D преформ, при комнатных и высоких температурах. Полученные результаты показали, что кривые прогиба нагрузки ниже 400°C демонстрируют линейное упругое поведение и хрупкое разрушение, а разрушение выше 500°C – пластическое.

Авторы работ [6-7] исследовали остаточное повреждение преформ после иглопробивания, разработаны модели преформ с учетом внутренних повреждений. Определено изменение механических свойств УУКМ в результате иглопробивки в условиях статического нагружения.

Для осуществления процесса иглопробивки применяют иглы пробивные, различной длины, сечения рабочей части, расстояния между зубринами и др. На рисунке 1 показаны сегменты иглы сверху до кончика иглы, где 1 – кривошип, 2 – хвостовик, 3 – уменьшенный хвостовик, 4 – промежуточная конусность, 5 – рабочая часть (лезвие), 6 – зубрины и 7 – наконечник иглы. Известны различные формы поперечного сечения игольчатого рабочего лезвия (рис. 1) а – треугольная, б – звезда, с – комбинированная, д – закрученная [8].

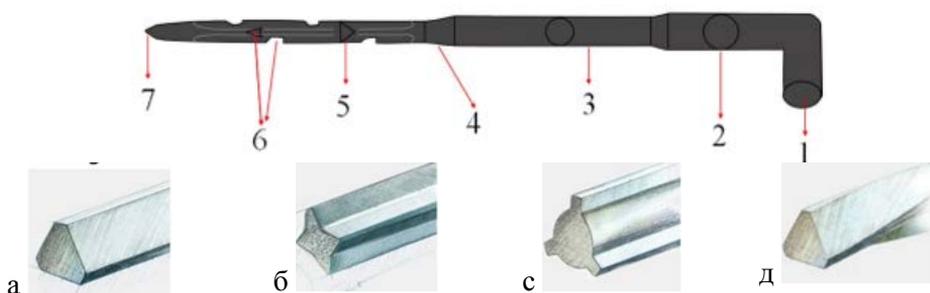


Рисунок 1 – Строение иглы пробивной и формы поперечного сечения

Треугольная игла является самым основным типом и наиболее часто используется. Этот тип игл представляет в поперечном сечении равносторонний

треугольник, обеспечивает надежное сцепление волокон и его эффективное перемещение. Применяется при интенсивной иглопробивке преформ, в работе применялась игла пробивная 15x18x36x3 С333 G3037.

Для иглопробивки преформ применяются иглопробивные оснастки, в которых иглы располагаются на заданном расстоянии, прижимная поверхность повторяет форму поверхности преформы. Иглы приводятся в движение эксцентриком или пневмоприводом. Система позиционирования перемещает оснастку для получения заданной схемы иглопробивки.

Целью настоящей работы является определение и описание взаимодействия иглы и переплетенных слоев преформы в процессе пробивки.

При внедрении иглы в преформу из переплетенных высокомодульных волокон возникает взаимодействие проникающей иглы со слоями преформы. На иглу и пробиваемый материал действуют реакции, возникающие между компонентами системы, силы упругости и силы трения.

В плетеном и тканом слое жгуты переплетаются между собой, и образуется структура, модель которой представлена на рисунке 2. Можно допустить, что каждое из волокон деформируется и принимает форму синусоиды с периодом $2t$ и амплитудой $\frac{\delta}{4}$, где t – ширина жгута армирующего материала, δ – толщина плетеного слоя.

Функция прогиба волокон y будет иметь следующий вид:

$$y = f_0 \sin \frac{\pi x}{t}. \quad (1)$$

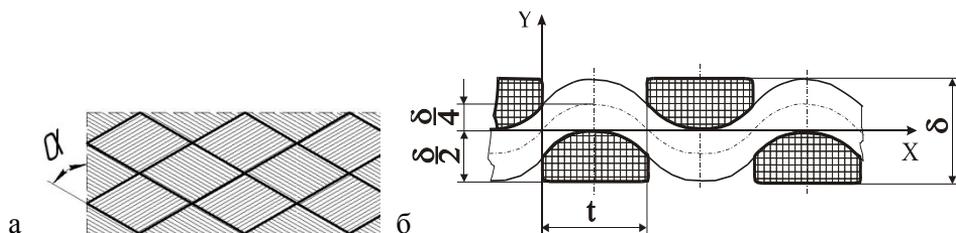


Рисунок 2 – Модель плетеной структуры преформы
а – общий вид; б – сечение вдоль волокон

При малых значениях перемещений синусоида может быть заменена параболой. Тогда максимальное значение прогиба волокна может быть определено по формуле [9]:

$$y_{\max} = f_0 = \frac{\delta}{4} = \frac{P_0 t^3}{48EJ_B}. \quad (2)$$

Момент инерции волокна $J_B = \frac{\pi d_B^4}{64}$, где d_B – диаметр волокна.

Величина усилия, приложенного к волокну и обеспечивающего заданное значение прогиба равна:

$$P_0 = \frac{3\pi E\delta d_B^4}{16t^3}. \quad (3)$$

При введении иглы в преформу изменяется положение плоскости прогиба волокон слоя, в который внедряется игла. Эта плоскость поворачивается на некоторый угол β , величина которого определяется диаметром иглы, соответствующим данной глубине погружения ее в преформу. Давление, действующее со стороны волокон, в этом случае переменное и зависит от глубины проникновения иглы y (рис. 3):

$$P_z = P_0 \sin \beta = \frac{4P_0 \operatorname{tg} \alpha}{\delta} y, \quad (4)$$

где α – угол конуса стержня.

При значениях диаметра иглы $D \rightarrow \frac{\delta}{2}$ угол $\beta \rightarrow \frac{\pi}{2}$ и значение $P_z \rightarrow P_0$.

При дальнейшем увеличении глубины проникновения иглы и соответствующем увеличении диаметра дополнительное приращение деформации волокна должно происходить за счет частичного или полного выпрямления синусоиды прогиба этого волокна, как правило, сопровождающееся его проскальзыванием в структуре при взаимодействии с поперечно расположенными волокнами. При этом возникает дополнительная составляющая поперечного усилия, обусловленная действием продольных сил сопротивления проскальзыванию.

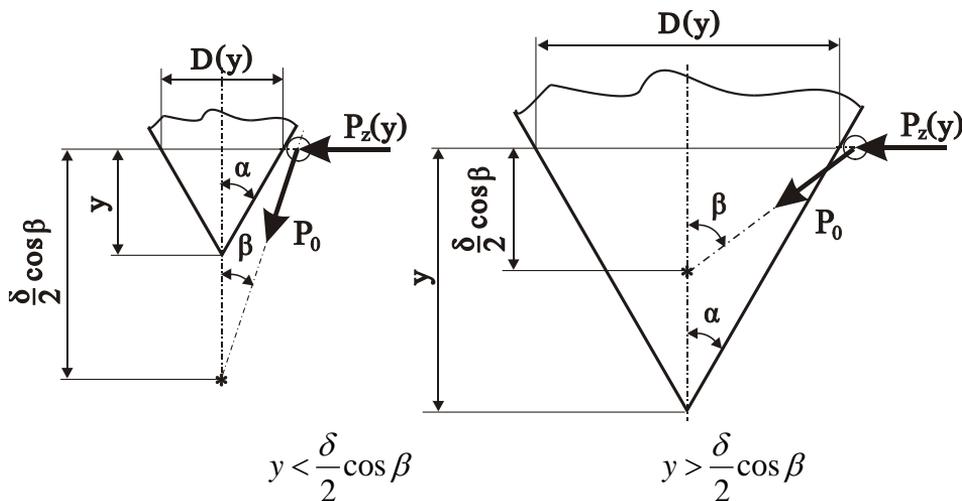


Рисунок 3 – Изменение положения плоскости прогиба волокна на разных этапах внедрения иглы в преформу на основе высокомодульных волокон

При наличии продольных сил, действующих в волокне, максимальная величина прогиба связана с прогибом нерастянутого волокна соотношением

$$f = \frac{f_0}{1 + \frac{S}{P_3}}, \quad (5)$$

где S – продольная сила,

$$P_3 = \frac{\pi^2 EI_B}{(\mu t)^2} = \frac{\pi^3 E d_B^4}{64 t^2} - \text{эйлерова сила.}$$

Продольные силы, действующие в волокнах, уменьшают их прогиб на величину

$$\Delta y = f_0 - f.$$

Но на эту же величину они увеличивают прогиб волокон поперечно расположенных жгутов (рис. 2, б):

$$f^* = f_0 + (f_0 - f) = 2f_0 - f = f_0 \left(2 - \frac{1}{1 + \frac{S}{P_3}} \right). \quad (6)$$

В волокнах поперечно расположенных жгутов также возникают продольные силы, обусловленные сопротивлением увеличению длины линии прогиба.

Поэтому поперечная сила, действующая на нерастянутое волокно, должна вызывать прогиб:

$$f_0^* = f^* \left(1 + \frac{S^*}{P_3} \right), \quad (7)$$

где S^* – продольная сила, действующая в волокнах поперечно расположенного жгута.

Эта сила обусловлена силами трения, действующими на волокно и по величине равна:

$$S^* = F_{mp} = f_{mp} P_0^* = \frac{48 f_{mp} EI_B f_0^*}{t^3}, \quad (8)$$

где f_{mp} – коэффициент трения.

Подставляя (7) в (8) и решая полученное уравнение относительно S^* , получим:

$$S^* = \frac{P_3}{\frac{\pi^2 t}{48 f_{mp} f^*} - 1}. \quad (9)$$

Здесь f^* определяется по формуле (6), при $S \rightarrow 0$, $f^* \rightarrow \frac{\delta}{4}$, при $S \rightarrow \infty$, $f^* \rightarrow \frac{\delta}{2}$.

Скорость изменения значений S^* от минимального до максимального зависит от параметров структуры и коэффициента трения. Погрешность вычислений эффективной длины деформируемых волокон при выборе различных значений f^* , как правило, не превышает 5%. Поэтому для инженерных расчетов силы трения можно принимать прогиб поперечных волокон максимальным и равным:

$$f_{\max}^* = 2f_0 = \frac{\delta}{2}.$$

Тогда максимальную величину продольной силы в волокнах поперечно расположенного жгута можно определить из соотношения:

$$S_{\max}^* = F_{mp}^{\max} = \frac{P_{\mathcal{E}}}{\frac{\pi^2 t}{24 f_{mp} \delta} - 1} \quad (10)$$

При приложении к волокнам большего продольного усилия S^* они будут проскальзывать, и амплитуда их прогиба увеличится. То же самое будет происходить и с волокнами продольно расположенного жгута, но амплитуда их прогиба будет уменьшаться с увеличением значений продольной силы до тех пор, пока жгут не станет прямым.

Сила трения, возникающая между волокнами, при принятых допущениях является величиной постоянной. Эта сила обеспечивает наличие переменного продольного усилия в протергиваемом волокне (рис. 4). Величина его может быть определена из условия равновесия:

$$dS = F_{mp} \frac{dx}{t}.$$

$$\text{Тогда: } S = \int \frac{F_{mp}}{t} dx = \frac{F_{mp}}{t} x + C.$$

Постоянная интегрирования определяется из начального условия: при $x = 0$, $S = F_{mp} = C$.

$$S = \frac{F_{mp}}{t} x + F_{mp} = F_{mp} \left(\frac{x}{t} + 1 \right). \quad (11)$$

Максимальный прогиб волокна, растянутого силой S на расстоянии x равен:

$$f = \frac{f_0}{1 + \frac{F_{mp}}{P_{\mathcal{E}}} \left(\frac{x}{t} + 1 \right)}. \quad (12)$$

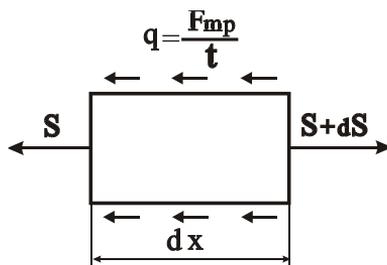


Рисунок 4 – Расчетная схема для определения усилия сопротивления жгута при проскальзывании

Полное приращение длины волокон жгута за счет плетения [a4]:

$$\Delta = \frac{1}{2} \int_0^L (y')^2 dx. \quad (13)$$

Полагая, что для волокон ненапрянутого жгута вид функции прогиба y описывается уравнением (1), для волокон натянутого жгута функция прогиба будет иметь вид:

$$y_n = f \sin \frac{\pi x}{t}. \quad (14)$$

Полное приращение длины жгута при изменении вида функции:

$$\Delta - \Delta_n = \frac{1}{2} \int_0^L (y')^2 dx - \frac{1}{2} \int_0^L (y_n')^2 dx. \quad (15)$$

Это приращение длины жгута должно быть равно приращению длины кривой прогиба в направлении оси Z при введении иглы диаметра D (рис. 5). Полагая, что функция кривой прогиба по оси Z изменяется по косинусоидальному закону

$$z = \frac{D}{4} \cos \frac{\pi x}{L}, \quad (16)$$

приращение длины кривой также можно определить по формуле:

$$\Delta_z = \frac{1}{2} \int_0^L (z')^2 dx. \quad (17)$$

Приравнивая правые части уравнений (15) и (17), производя сокращение и дифференцируя полученное уравнение по переменной x , можно получить следующую зависимость:

$$(y')^2 - (y_n')^2 = (z')^2. \quad (18)$$

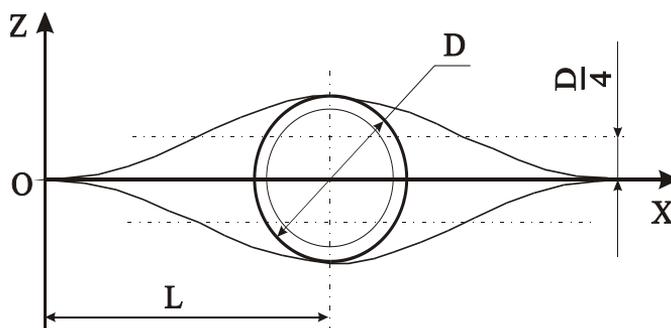


Рисунок 5 – Схема деформирования волокон при введении иглы

Вычислив значения производных функций и их квадратов, получим:

$$\frac{\pi^2 f_0^2}{t^2} \cos^2 \frac{\pi x}{t} - \frac{f_0^2 F_{mp}^2 \sin^2 \frac{\pi x}{t}}{P_3^2 t^2 \left[1 + \frac{F_{mp}}{P_3} \left(\frac{x}{t} + 1 \right) \right]^4} - \frac{\pi f_0^2 F_{mp} \sin \frac{2\pi x}{t}}{P_3 t^2 \left[1 + \frac{F_{mp}}{P_3} \left(\frac{x}{t} + 1 \right) \right]^3} = \frac{\pi^2 f_0^2 \cos^2 \frac{\pi x}{t}}{t^2 \left[1 + \frac{F_{mp}}{P_3} \left(\frac{x}{t} + 1 \right) \right]^2} = \frac{\pi^2 D^2}{16L^2} \sin^2 \frac{\pi x}{L} \quad (19)$$

Уравнение (19) должно быть справедливо при любых значениях x , то есть на всей длине деформируемого жгута. Примем $x = t$. Тогда все члены, содержащие функцию $\sin \frac{\pi x}{t}$ равны нулю, а значение $\cos \frac{\pi x}{t} = 1$.

Если выразить L через параметр влияния, равный числу шагов плетения, участвующих в процессе деформирования, $L = kt$, то уравнение (19) после подстановки значений примет вид:

$$\frac{\pi^2 f_0^2}{t^2} - \frac{\pi^2 f_0^2}{t^2 \left[1 + \frac{2F_{mp}}{P_3} \right]^2} = \frac{\pi^2 D^2}{16k^2 t^2} \sin^2 \frac{\pi}{k}$$

Производя сокращения и учитывая, что $f_0 = \frac{\delta}{4}$, окончательно получим:

$$\frac{1}{k} \sin \frac{\pi}{k} = \frac{\delta}{D} \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{2F_{mp}}{P_3} \right)^2}} \quad (20)$$

При вычислениях подставляем в (20) значение $F_{mp} = F_{mp}^{\max}$, определяемое

по формуле (10).

Уравнение (20) не имеет решения в аналитической форме, но решение может быть получено численными или графическими методами.

Анализ графика левой части уравнения – функции $u = \frac{1}{k} \sin \frac{\pi}{k}$, показывает, что практическое применение уравнение (19) может иметь только при значениях $k \geq 1,5$. Разрешив уравнение (20) относительно диаметра стержня D , получим:

$$D = \frac{k\delta}{\sin \frac{\pi}{k}} \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{2F_{mp}}{P_3}\right)^2}}. \quad (21)$$

График зависимости параметра влияния k от диаметра иглы D представлен на рисунке 6. Из графика видно, что диаметры иглы, соответствующие области практических значений k , находятся в пределах $D \geq 0,5\delta$. Зная величину k для заданных параметров материала оплетки (f_{mp}, δ, t) и диаметра иглы D можно определить эффективную длину L , а, следовательно, и значение прогиба волокна по оси z :

$$z_{\max} = \frac{P_z^* L^3}{48EI_B} = \frac{D}{4} \left[1 + \frac{F_{mp}}{P_3} \left(\frac{L}{t} + 1 \right) \right] = \frac{D}{4} \left[1 + \frac{F_{mp}}{P_3} (k + 1) \right]. \quad (22)$$

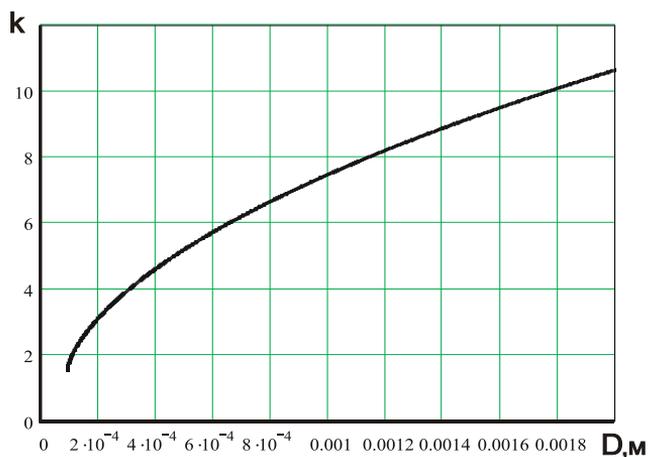


Рисунок 6 – Изменение параметра влияния от диаметра иглы

При введении иглы в плетёный слой на него действуют вертикальная движущая сила, поперечная сила сопротивления деформируемых волокон и сила трения. Так как конус иглы имеет переменный диаметр поперечного сечения по высоте – $D(y)$, то в зависимости от положения рассматриваемого слоя волокон

относительно стержня давление $P_z^*(y)$ будет различно. Количество волокон в слое может быть определено как $n = t/d_B$ при условии, что давление действует с обеих сторон стержня, толщина слоя – d_B .

Тогда величина дополнительного погонного усилия, обусловленного сопротивлением проскальзыванию волокон в структуре материала, может быть определена из следующего выражения:

$$P_z^*(y) = \frac{3\pi E D(y) d_B^2}{16 k^3(y) t^2} \left[1 + \frac{k(y)+1}{(\pi^2 t / 24 \delta f_{mp}) - 1} \right]. \quad (23)$$

Из анализа выражений (21) и (23) следует, что обе величины – $D(y)$ и $P_z^*(y)$ являются функциями параметра влияния k . Поэтому зависимость $P_z^*(y)$ от $D(y)$ можно рассматривать как представленную в параметрической форме. Максимальная величина нормального давления, действующего на волокна со стороны стержня, в этом случае зависит только от угла конуса α^* и не может превышать значения их прочности при сдвиге. С учетом действующих сил трения это давление может быть определено по формуле:

$$N^{\max} = \frac{P_0}{\cos \alpha^* - f_{mp} \sin \alpha^*} \leq \frac{\tau_B^0 \pi d_B^2}{4}, \quad (24)$$

где P_0 определяется по формуле (3).

Из условия (24) можно определить предельное значение α^* , при котором не будет происходить разрушение волокон.

$$\alpha^* \leq \arccos \left(\frac{4P_0}{\pi d_B^2 \tau_B^0 (1 + f^2)} + \frac{f_{mp}}{1 + f^2} \sqrt{1 + f_{mp}^2 - \left(\frac{4P_0}{\pi d_B^2 \tau_B^0} \right)^2} \right). \quad (25)$$

Например, для плетеной структуры из углеродного жгута УКН-6000 ($d_B = 6 \cdot 10^{-3} \text{ мм}$, $E = 30000 \text{ кгс/мм}^2$, $f_{mp} = 0,1$, $\tau_B^0 = 125 \text{ кгс/мм}^2$) – $\alpha^* = 84,3^\circ$. Поскольку получить большие углы конуса технологически легче, его значение рекомендуется $2\alpha^* \approx 90^\circ \dots 120^\circ$.

Как следует из полученных результатов, поперечное усилие, действующее на иглу в процессе прошивки, практически на всех участках, не постоянно. Однако, при известных функциях погонных значений поперечных сил осевые составляющие усилий могут быть определены путем интегрирования их по глубине проникновения иглы в материал следующим образом:

$$Q = \int_0^\delta P_z(y) (tg \alpha + f_{mp}) dy. \quad (26)$$

Погонное усилие определяется путем умножения усилия, действующего на одно волокно, на величину t/d_B^2 . Тогда начальное усилие прокалывания R_1

определится по формуле:

$$R_1 = \int_0^{y_1^{\max}} \frac{2P_0 t \cdot \operatorname{tg} \alpha}{\delta d_B^2} (\operatorname{tg} \alpha + f_{mp}) dy \quad (27)$$

$$\text{При } y_1^{\max} = \frac{\delta}{2 \operatorname{tg} \alpha}, \quad R_1 = \frac{P_0 t \delta}{2 d_B^2} \left(1 + \frac{f_{mp}}{\operatorname{tg} \alpha} \right)$$

Для определения величины усилий $(R_1 + R_2)$ значение $P_z(y)$ получается путем суммирования значений усилий, вызванных отклонением плоскости изгиба волокон и сопротивлением их проскальзыванию в структуре материала:

$$P_z(y) = P_0 + P_z^*(y) \quad (29)$$

Интегральную функцию лучше определять путем интегрирования по параметру влияния k , пределы значений которого определяются максимальным значением диаметра стержня при полном прокалывании всего пакета материала (рис. 6).

Для экспериментального исследования процесса проникновения иглы в плетеные слои преформы изготовлена экспериментальная установка, включающая в себя динамометр сжатия-растяжения цифровой Мегеон 03500 и держатель иглы. Постоянная скорость внедрения и вывода иглы задавалась шаговым приводом. Преформа из 16 слоев пробивалась на полистирольной и резиновой подкладке. Усилие ввода и вывода иглы оказалось равным в пределах 10% разброса полученных значений и составило для подкладок из полистирола и резины без преформы 4,7 Н и 5,8 Н соответственно, с преформой 5,5 Н и 6,5 Н соответственно. В результате сопротивление проникновению иглы при прошивке 16 слоев составило 0,7-0,8 Н.

Выводы.

Для определения сопротивления проникновению иглы вглубь плетеной структуры определен механизм взаимодействия иглы и волокон основной арматуры, основанный на учете деформационных процессов, связанных с изменением амплитуды плетения и проскальзыванием элементов плетеной структуры материала при введении иглы. Получены экспериментальные данные сопротивления внедрению иглы в преформу и подкладочный материал.

Литература

1. Li X., Yu S., Li Y.P., Wu Q., Li Z., Xiao / Effect of pre-fatigue on bending behavior of 2.5D C/C composites // Mater. Sci. Eng. A. 682. 290-295. 2017.
2. Effects of needle-punched felt structure on the mechanical properties of carbon/carbon composites / Tengfei Chen, Jiqiao Liao, Genshan Liu, Fuqin Zhang, Qianming Gong / 5 November 2002 // Changsha. China.
3. Пан Шэньян, Ван Пейяо, Ху Чэнлун, Чжао Рида, Тан Суфан Влияние структуры преформы на механические свойства композитов и болтов из углеродного волокна // 2019.

4. Li D.S., Yao Q., Jiang N., Jiang L. / Bend properties and failure mechanism of a carbon/carbon composite with a 3D needle-punched preform at room and high temperatures. *New Carbon Mater* // 31. 437-444. 2016.
5. Li D.S., Fang D.N., Zhang G.B., Hu H. / Effect of temperature on bending properties and failure mechanism of three-dimensional braided composite // *Mater. Des.* 41. 167-170. 2012.
6. Belingardi G., Cavatorta M.P., Frasca C. Bending fatigue behavior of glass-carbon/epoxy hybrid composites // *Compos. Sci. Technol.* 66. 222-232. 2006.
7. Mouritz A.P. Compression properties of z-pinned composite laminates // *Compos. Sci. Technol.* 67. 3110-3120. 2007.
8. Ning Sun Structures of Needle-punched Fabrics and Needling Mechanism // Raleigh. North Carolina. 2014.
9. Пространственно-армированные композиционные материалы: Справочник / Ю.М. Тарнопольский, И.Г. Жигун, В.А. Поляков // М.: Машиностроение. 1987. 224 с.
10. Александров А.В. Соппротивление материалов: Учеб. для вузов. / А.В. Александров, В.Д. Потапов, Б.П. Державин // М.: Высш. шк. 1995. 560 с.
11. Расчеты на прочность в машиностроении / Под ред. С.Д. Пономарева. Т. 1 // М.: Гос. научн.-техн. изд. машиностр. л-ры. 1956. 884 с.

ДЛЯ ЗАМЕТОК

Адрес редакции:
141070, Королев,
Ул. Октябрьская, 10а
Тел. (495)543-34-31 (доб.138),
E-mail : rio-kimes@mail.ru,
Site:www. unitech-mo.ru

Подписано в печать 15.03.2021
Формат В5
Печать офсетная. Усл.печ.л. 10,6
Тираж 500 экз.
Заказ № 91-01
Отпечатано
в типографии
ООО «Научный консультант»
г. Москва
Хорошевское шоссе, 35, корп.2
Тел.: +7 (926) 609-32-93,
+7 (499) 195-60-77
E-mail :keyneslab@gmail.com
Site:www.n-ko.ru