

РОЗДІЛ «АВТОМАТИКА. ЕЛЕКТРОНІКА. РАДІОТЕХНІКА»

УДК 62-83

КРУПНИК А.А., аспірант
САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор
ТИЩЕНКО Н.Т.*, директор
ВОЛЯНСКИЙ Р.С., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет
*ООО НИП «ДІЯ», г. Днепродзержинск

МОДЕЛЬ ГАЗОТРАНСПОРТНОЙ СИСТЕМЫ КАК ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

В статті розглядаються питання побудови моделі газотранспортної системи подачі холодного дуття в доменному виробництві та оцінка впливу перемикання кауперів на характеристики магістралі.

В статье рассматриваются вопросы построения модели газотранспортной системы подачи холодного дутья в доменном производстве и оценки влияния переключения кауперов на характеристики магистрали.

In the article the question of design of work of the gas-transport system on the example of pipeline and flowings in him processes is examined their influence on static and dynamic properties of object.

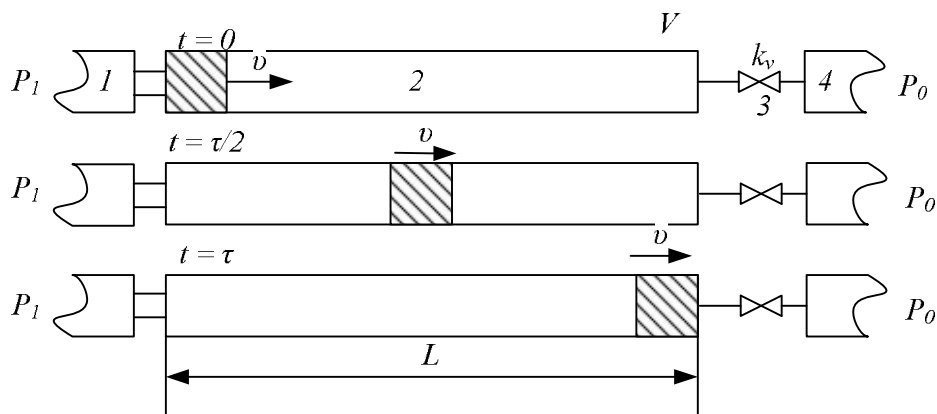
Введение. Процесс выработки холодного дутья в доменном производстве состоит из нескольких последовательных операций над смесью газов, формирующих это дутье. К этим операциям можно отнести очистку, сжатие и транспортировку к воздухонагревателям. Особое влияние на протекание двух последних операций в газотранспортной системе оказывает переключение и подключение воздухонагревателей, что негативно сказывается на работе компрессора и его системы управления.

Постановка задачи. Для повышения качества управления технологическими объектами, которые содержат газотранспортные системы, необходимо изучить процессы, протекающие в этих системах, и определить их влияние на статические и динамические свойства объекта «компрессор-магистраль-потребитель».

Результаты работы. Подробно рассматривая процессы, происходящие в газотранспортной системе, можно заметить, что она обладает некоторыми свойствами, которые напрямую зависят от характеристик составляющих ее элементов: трубопроводов, резервуаров, запорной арматуры и т.д. Описание процессов, протекающих в этих элементах, осуществляется уравнениями газодинамики в частных производных. С известной степенью точности все процессы, происходящие в газовоздушной смеси, описываются уравнением неразрывности, подчинены законам сохранения импульса, сохранения энергии, фазового состояния вещества [1-3]. Наличие частных производных по нескольким переменным усложняет и затрудняет расчет переходных процессов в газотранспортной сети.

Определим характеристики газотранспортной системы, которые оказывают существенное влияние на характер динамических процессов при транспортировке газов.

Одним из основных влияющих факторов, определяющих статические и динамические свойства объекта, является его протяженность.



1-нерегулируемый источник давления ограниченной мощности; 2-магистраль;
3-переменное сопротивление; 4-приемник

Рисунок 1 – Функциональная схема движения фронта газовых смесей в трубопроводе

Рассмотрим движение элементарного объема газа в магистрали (рис.1) объемом V и длиной L со скоростью v от нерегулируемого источника с давлением P_1 , газодинамическая характеристика которого показана на рис.2, к приемнику с давлением P_0 через сопротивление с коэффициентом k_v .

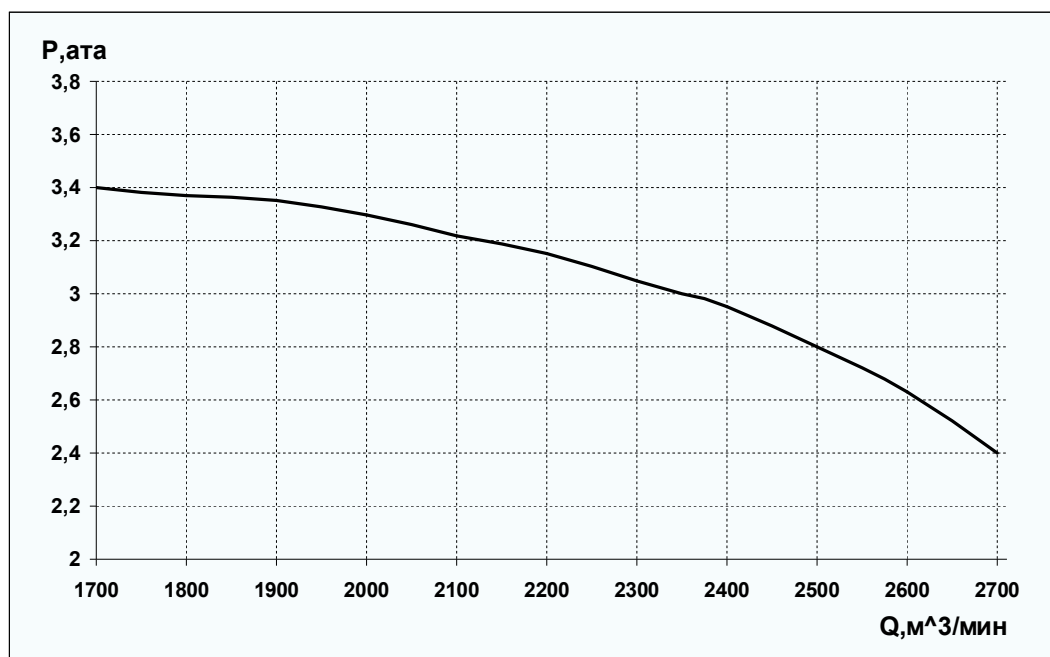


Рисунок 2 – Газодинамическая характеристика компрессора «К 3250-41-1» при 2900 об/мин.

На практике нерегулируемым источником давления является турбокомпрессор, магистралью - трубопровод холодного дутья, а приемником - воздухонагреватели. Сопротивление вносится любой запорной арматурой.

Транспортирование объема газа по трубопроводам связано с движением переднего фронта, поэтому изменение расхода и давления на концах магистрали не происходит мгновенно, а характеризуется временем запаздывания

$$\tau = \frac{L}{v}, \quad (1)$$

где L – длина трубопровода; v – скорость звука в газе.

Трубопровод 2 (рис.1) как элемент динамической системы может быть представлен звеном чистого запаздывания (2), поскольку движение переднего фронта связано с преодолением пути L со скоростью v . Тогда для расхода и давления на выходе трубопровода без регулируемого сопротивления на входе будут справедливы следующие зависимости, представленные в виде передаточных функций и функций времени [4]

$$W(p) = e^{-\tau p} = \frac{P_2(p)}{P_1(p)} = \frac{Q_2(p)}{Q_1(p)}, \quad (2)$$

$$P_2(t) = P_1(t - \tau), \quad (3)$$

$$Q_2(t) = Q_1(t - \tau), \quad (4)$$

где $Q_1(t), Q_2(t)$ – временные функции изменения расходов на концах трубопровода; $P_1(t), P_2(t)$ – временные функции изменения давления на концах трубопровода.

Любой объект газотранспортной системы характеризуется емкостью, которая определяет интенсивность роста давления в ней и вносит свое влияние на динамику системы. Если рассматривать трубопровод как емкость с регулируемым сопротивлением на выходе, то справедлива следующая зависимость [5]

$$V \frac{dP}{dt} = Q_1 - Q_0, \quad (5)$$

где V – объем емкости; Q_0 – расход после регулируемого сопротивления 3 (рис.1).

Расход на входе в магистраль определяется давлениями на входе и выходе трубопровода [6]

$$Q_1 = k_1 \sqrt{\Delta P}, \quad (6)$$

где k_1 – определяется характеристиками трубопровода; $\Delta P = P_1 - P_2$.

Недостатком формулы (6) является то, что она не учитывает инерционность потока газа в трубе. Устранить этот недостаток можно путем введения аperiодического звена первого порядка, которое учитывает эту инерционность. Тогда уравнение (6) можно представить следующим образом

$$\Delta P = \left(\frac{1}{k_1} \right)^2 \left(Q_1 + T_1 \frac{dQ_1}{dt} \right)^2, \quad (7)$$

где T_1 – постоянная времени потока.

Используя уравнения (2, 3, 4, 7), можно построить структурную схему (рис.3), описывающую динамику трубопровода, представленного функциональной схемой на рис.1.

При помощи пакета прикладных программ MATLAB выполним расчет переходных процессов в разработанной динамической модели при изменении k_1 , т.е. при переключении кауперов. В качестве объекта исследования примем трубопровод холодного дутья длиной $L=900$ м, средним внутренним диаметром $D=1,5$ м, температурой транспортируемого газа 80°C . Будем считать, что источник давления имеет газодинамическую характеристику, показанную на рис.2.

Тогда объем трубопровода равен $V=(1,5^2/4)*3,14*900=1590,5$ м³, скорость звука при температуре 80°C $v = \sqrt{1,4 * 287 * (80 + 273)} \approx 370$ м/с и запаздывание $\tau = 2,43$ с. Постоянная времени $T_1=L/v_{\text{газа}}$, $v_{\text{газа}}=4Q_1/(\pi D^2)$, $T_1=166$ с.

В соответствии с рекомендациями, приведенными в [6], значение k_1 , зависящее от геометрических размеров трубопровода, принимаем равным 1,2.

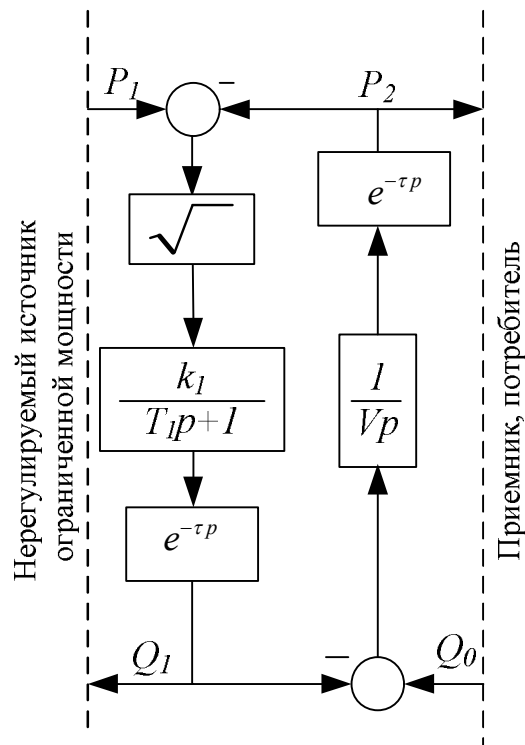


Рисунок 3 – Динамическая модель трубопровода

Результаты математического моделирования процесса изменения расхода и давления на концах трубопровода, приведены на рис.4.

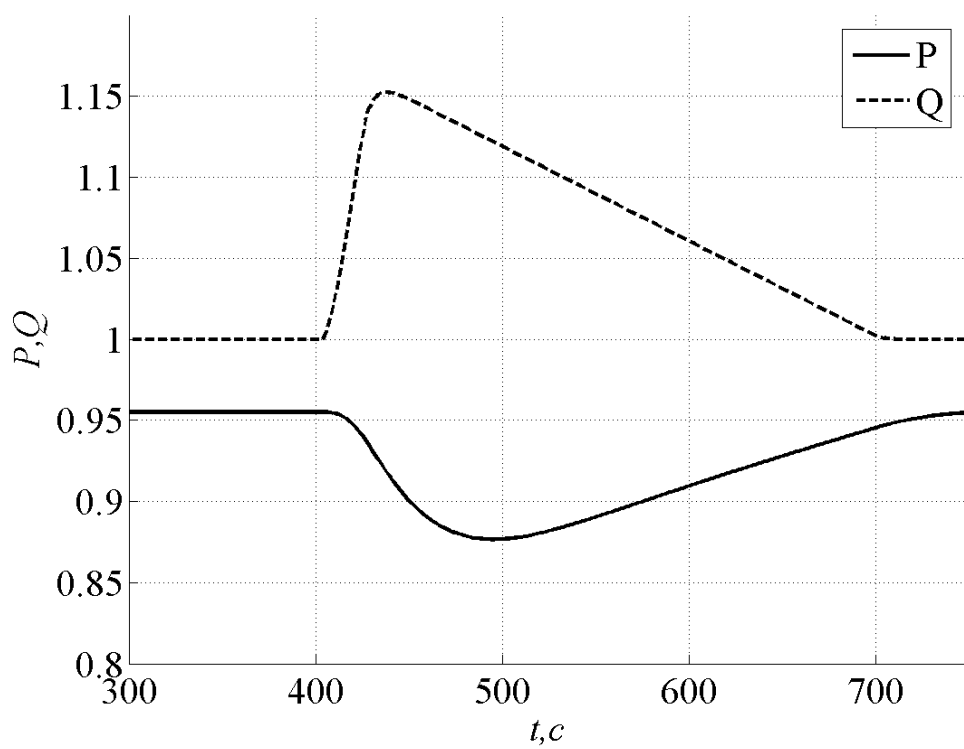
На рис.5 показаны результаты экспериментального исследования газотранспортной системы ЗАО «Донецксталь» - металлургический завод», имеющей структуру, аналогичную моделируемой.

Анализ полученных теоретических и экспериментальных данных позволяет сделать вывод о совпадении законов изменения расхода и давления на концах магистрали. Расхождения результатов объясняются сложной геометрией реального трубопровода, которая не учитывалась при моделировании, и неучтенным взаимодействием с внешней средой.

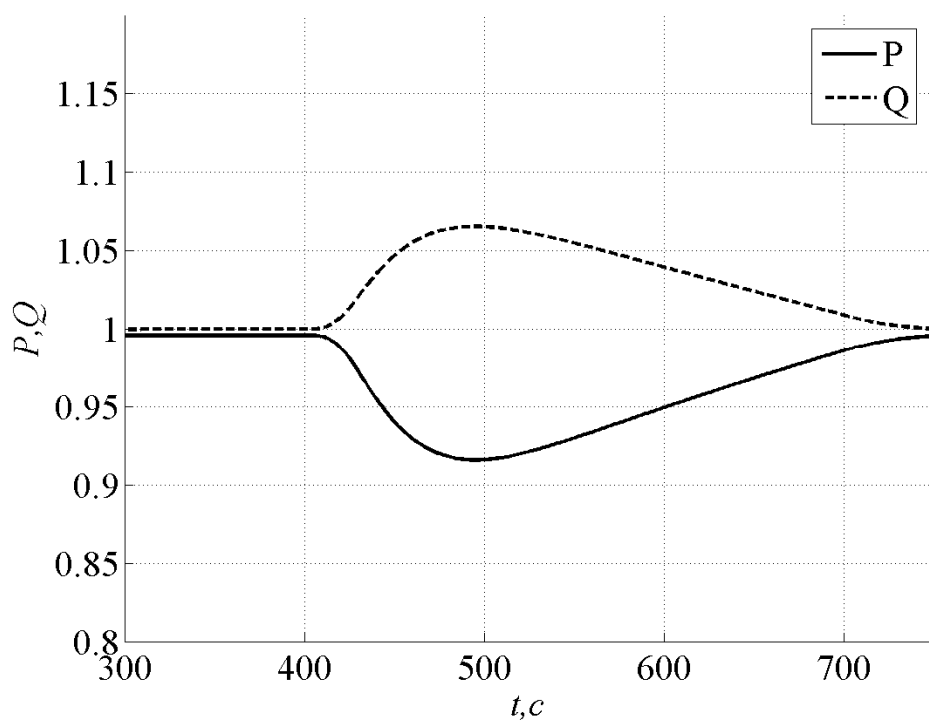
Выводы. Построенная модель достаточно точно отражает процессы, протекающие в газотранспортных системах, и может быть успешно применена при создании и исследовании систем автоматического управления комплексами «компрессор-магистраль-потребитель».

ЛИТЕРАТУРА

1. Абрамовий Г.Н. Прикладная газовая динамика. В 2 ч. Ч.1: Учеб руководство: Для вузов. – 5-е изд. перераб и доп. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. – 1991. – 600с.
2. Лойцянский Л.Г. Механика жидкости и газа: Учеб. для вузов. – 7-е изд., испр. – М.: Дрофа. – 2003. – 840 с.: 311 ил., 22 табл.
3. Дейч М.Е. Техническая газодинамика. Изд. 2-е, переработ. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 671с.: черт., ил.
4. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ. – 2003. – 379с.
5. Br.Roffel, V.Betlem Process Dynamics and Control. Modeling for Control and Prediction. John Wiley & Sons, Ltd 2006. Printed and bound in Great Britain by TJ International Ltd, Padstow, Cornwall. – 562p.
6. Modeling and Control of Surge and Rotating Stall in Compressor. Dr.ing. thesis Jan Tommy Gravdahl. Report 98-6-W Department of Engineering Cybernetics Norwegian University of Science and Technology N-7034 Trondheim, Norway. – 1998. – 152p.



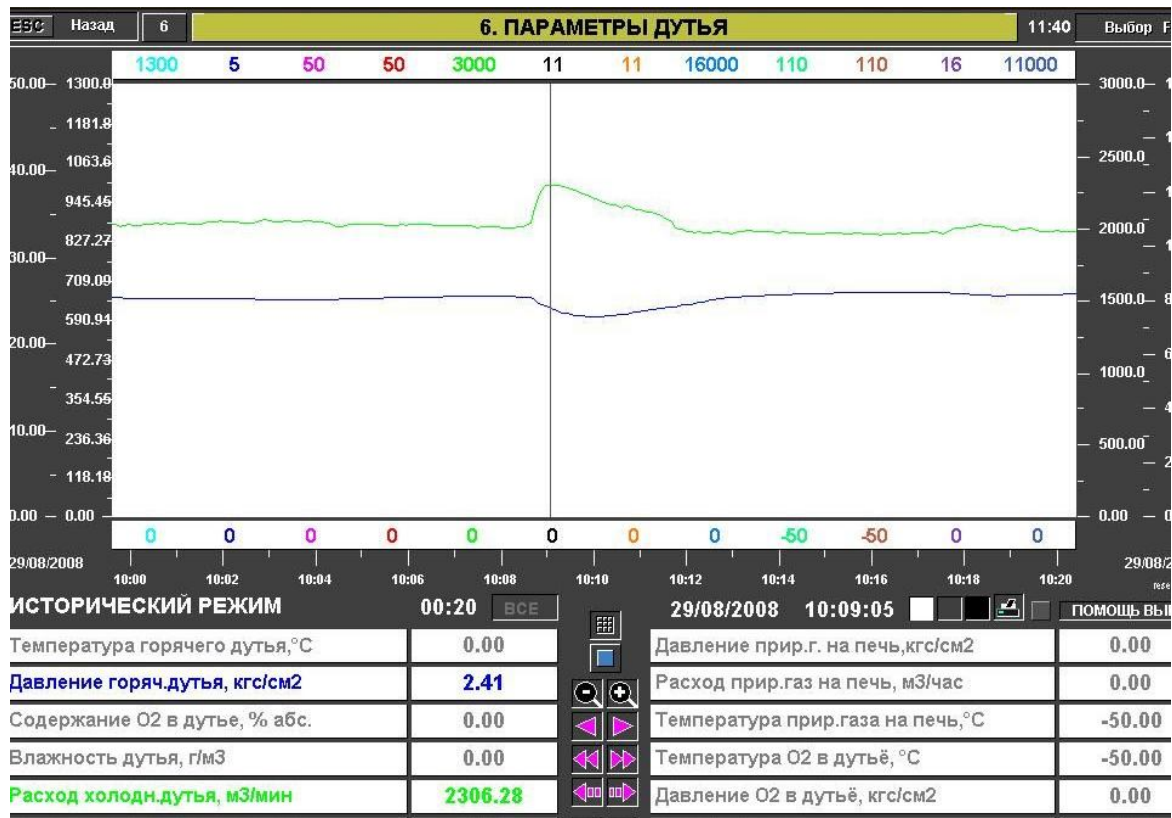
а)



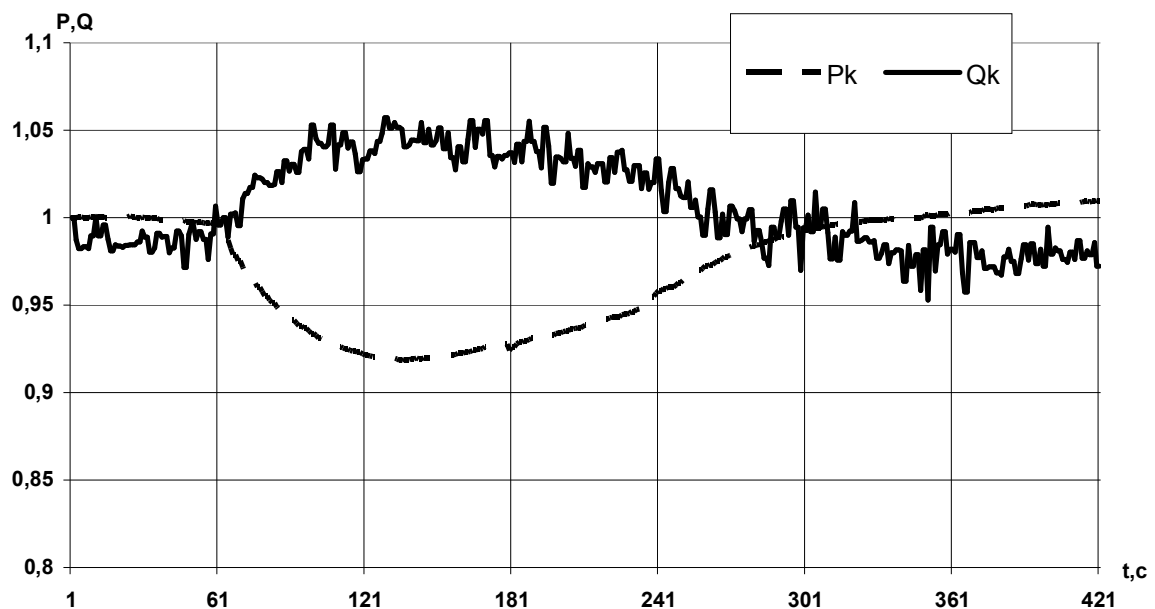
б)

- а) давление и расход воздуха на выходе из трубопровода;
- б) давление и расход воздуха на входе в трубопровод

Рисунок 4 – Графики переходных процессов модели



а)



б)

- а) изменение давления и расхода на выходе из трубопровода;
- б) изменение давления и расхода на входе в трубопровод

Рисунок 5 – Результаты, полученные в ходе проведения эксперимента

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА МСЗРНАС

У статті розглянуті особливості побудови перетворювачів за принципом широтно-імпульсної модуляції із застосуванням мікропроцесорного управління і з використанням IGBT транзисторів, представлені результати дослідження квазістатичних характеристик.

В статье рассмотрены особенности построения преобразователей по принципу широтно-импульсной модуляции с применением микропроцессорного управления и с использованием IGBT транзисторов, представлены результаты исследования квазистатических характеристик.

In the article the features of construction of transformers are considered on principle of latitudinal-impulsive modulation with the use of microprocessor management and with the use of IGBT of transistors, results of research of kvazistatic descriptions.

Введение. Современный этап развития электроники характеризуется всё большим использованием микропроцессоров не только в традиционных сферах применения, таких как станкостроение, робототехника, подъёмно-транспортное оборудование, но и в бытовой и офисной технике, медицинском оборудовании, автомобильной технике, коммунальной сфере. Микропроцессоры используются в качестве устройств контроля, сигнализации, обработки данных, преобразователей напряжения, частоты. Использование микропроцессоров в преобразователях частоты, во-первых, упрощает схемотехнику устройства, уменьшает габариты, улучшает качество и диапазон регулирования технологическими переменными, расширяет функциональные возможности системы и, во-вторых, на 40-50% [1], снижает потребляемую мощность, что приводит к существенной экономии электроэнергии и позволяет создавать энерго- и ресурсосберегающие оборудование и технологии. Поэтому исследование преобразователей частоты с микропроцессорным управлением является актуальным.

Постановка задачи. Разработка и исследование микропроцессорных систем управления преобразователями частоты.

Результаты работы. Для решения поставленной задачи выбран микроконтроллер фирмы Freescale Semiconductor МСЗРНАС со встроенной периферией, позволяющий построить управляемый инвертор напряжения с регулируемой частотой от 1 до 130 Гц и ускорением от 0,5 Гц/с до 25,6 Гц/с.

Контроллер имеет последовательный интерфейс, и на скорости 9600 бод осуществляется обмен данными с персональным компьютером либо управляющим контроллером, а также может работать автономно.

Для управления микроконтроллером используется система команд, благодаря которой микроконтроллер МСЗРНАС поддерживает постоянную связь с компьютером через порт RS232. Протокол обмена данными также документирован [2] и может быть использован пользователем при создании управляющих программ для персонального компьютера либо управляющего контроллера.

Обмен данными условно можно разделить на три этапа: идентификации, инициализации и управления/контроля. В табл.1 представлены управляющие коды операций для обмена данными с микроконтроллером.

Блок-схема работы и выбора режимов микроконтроллера, отражающая логику выполнения, а также последовательность команд для работы инвертора представлены на рис.1.

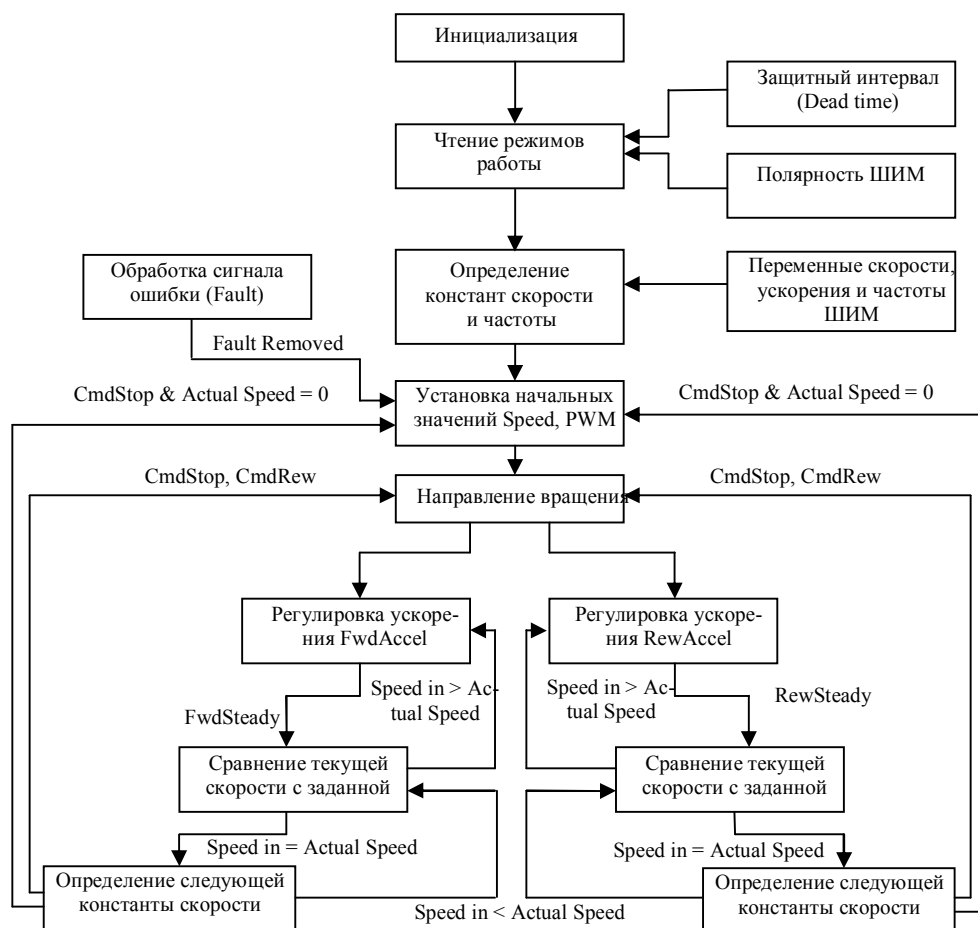


Рисунок 1 – Блок-схема микропроцессорного модуля ШИМ-инвертора

На основе блок-схемы разработана схема микропроцессорного модуля инвертора напряжения (рис.1). Управление работой инвертора можно производить непосредственно через узлы управления (R12, R13, S1 – S4) или же удалённо через последовательный интерфейс J1. В ручном режиме работы управление микроконтроллера осуществляется с помощью внешней шины управления, благодаря которой можно задать скорость, ускорение, временной интервал и частоту импульсов. Микроконтроллер МС3РНАС позволяет реализовать управление силовыми ключами с частотой от 5 до 20 кГц с помощью аналогового входа MUX_IN (25 вывод), который имеет несколько значений входного напряжения. Более точно выставить частоту можно с помощью сигнала PWFREQ (16 вывод микроконтроллера). Существует возможность отслеживать изменение питающего напряжения силового модуля с целью корректировки частоты в зависимости от изменения напряжения питания в сети.

Для подключения силовых ключей используется усилитель-формирователь импульсов, выполненный на микросхеме IR2130 (рис.3), формирующей сразу все 6 сигналов управления IGBT модулем. Ключевой особенностью данной микросхемы является ещё и то, что присутствует встроенный компаратор, с помощью которого можно вы-

Таблица 1

Действие	Код команды	Краткое описание
1	2	3
Идентификация	2В С0 40	Проверка наличия ИС. Запрос выполняется 3 раза и на каждый должен быть получен ответ. 2В 81 7F - ответ на этот запрос.
	2В С8 38	Проверка успешного тестирования микроконтроллера. При успешном прохождении теста получен ответ 2В 00 02 01 01 00 00 06 F6.
Инициализация	2В Е3 10 00 30 00 crc	Сброс ИС МСЗРНАС
	2В Е3 10 00 xx 00 crc (xx = 50,54,58,5С)	Полярность ШИМ выходов. В-Т-
	2В Е3 00 36 xx 00 crc (xx = 00..FF)	Dead time 06*125ns = 750ns
	2В Е3 10 00 xx 00 crc (xx = 60,61)	Базовая частота (50Гц)
	2В Е4 00 60 xx xx crc (xx xx = 0000..FFFF)	Задание ускорения в Hz/sec
	2В Е4 00 62 xx xx crc (xx xx = 0000..7FFF)	Задание частоты на Hz
	2В Е3 10 00 xx 00 crc (xx = 41,42,44,48)	Задание частоты ШИМ
	2В Е3 00 6С xx 00 crc (xx = 00..FF)	Voltage boost % =знач/FFh (при нулевой нагрузке)
	2В Е3 00 75 xx 00 crc (xx = 00..FF)	Максимальный индекс модуляции % =знач/FFh
	2В Е4 00 6А xx xx crc (xx xx = 0000..FFFF)	Fault timeout = знач*0.262с
	2В Е4 00 С9 xx xx crc (xx xx = 0000..03FF)	Напряжение на шине reduced deceleration.
	2В Е4 00 64 xx xx crc (xx xx = 0000..03FF)	Напряжение на шине RBRAKE pin being asserted.
		2В Е4 00 66 xx xx crc (xx xx = 0000..03FF)
	2В Е4 00 68 xx xx crc (xx xx = 0000..03FF)	Напряжение на шине over voltage fault.
	На команды приходит подтверждение 2В D0 10 00 20 или 2В D1 00 60 CF в зависимости от команды.	
Управление/контроль	2В Е3 10 00 10 00 FD	Пуск вперед
	2В Е3 10 00 11 00 FC	Пуск назад
	2В Е3 10 00 20 00 ED	Остановка
	2В Е4 00 62 xx xx crc (xx xx = 0000..7FFF)	Задание частоты на в Hz
	На команды приходит подтверждение 2В D0 10 00 20.	

ставить уровень максимального тока, который может проходить через IGBT модуль, и служит для отключения микроконтроллера DD1 в случае перегрузки по току.

Между затвором и стоком транзисторов IGBT модуля включен стабилитрон на максимальное напряжение 20В, служащий защитой микросхемы DD2, т.к. в случае пробоя всё напряжение питания IGBT модуля будет приложено между выводами HDx и VSx микросхемы DD2. Стабилитрон используется для того, чтобы не пропустить высокое напряжение на микросхему до того момента, когда сработает перегрузка по току и на всех входах H_x и B_x установится уровень логической единицы.

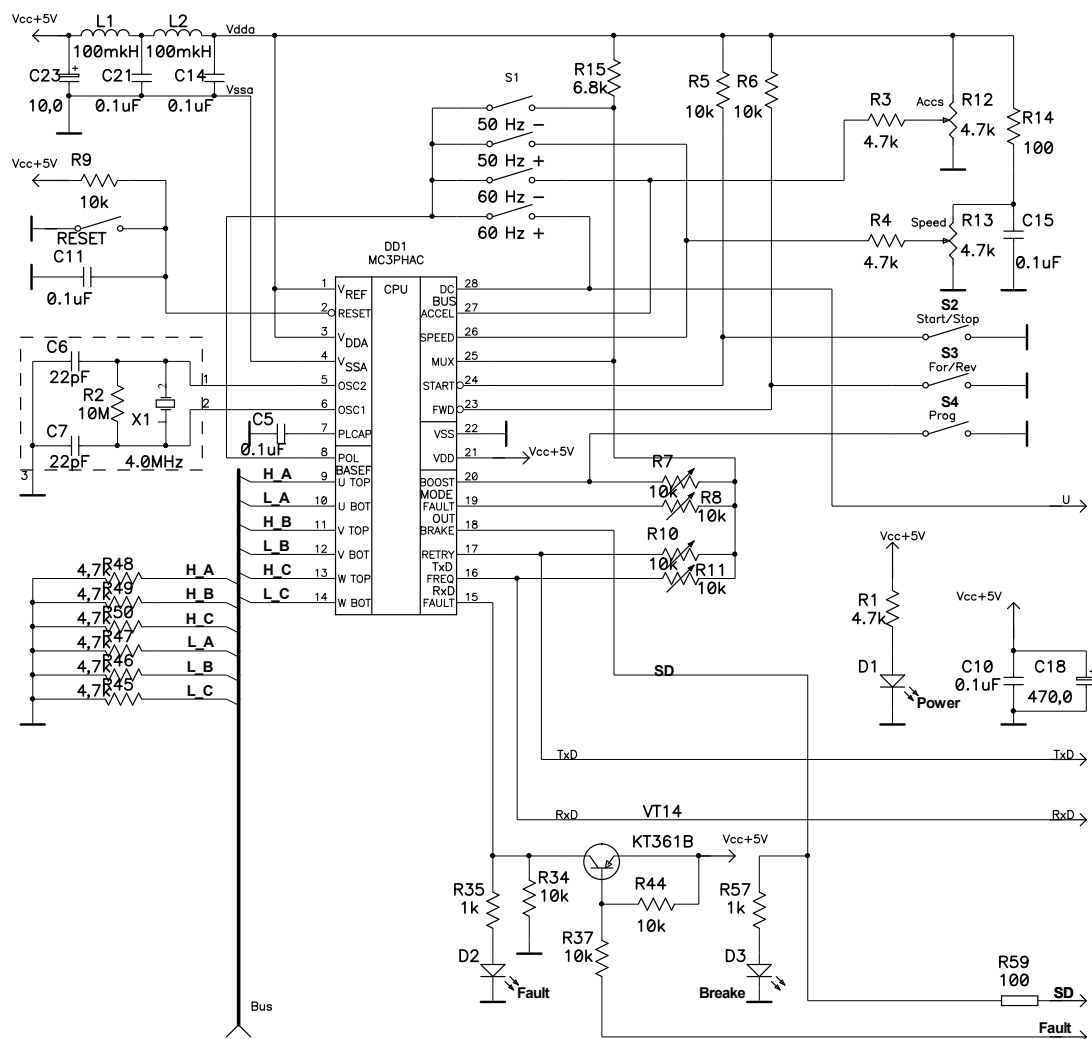


Рисунок 2 – Микропроцессорный модуль инвертора

Исследования разработанного устройства производились со следующими параметрами: режим работы микроконтроллера – 50Гц; частота ШИМ 10 кГц; $(5В/(3,9К + 6,8К)) * 3,9К = 1.82В$; временной защитный интервал (DEADTIME) 4,5мкс; время восстановления после сбоя (RETRY) 32,8с; микропроцессор находится в рабочем состоянии, только когда напряжение питания составляет не менее 25,5% от номинального.

Созданная система подключена к компьютеру при помощи интерфейса RS-232, через который вводились экспериментальные данные. Управление экспериментальными исследованиями осуществлялось через программу MatLab.

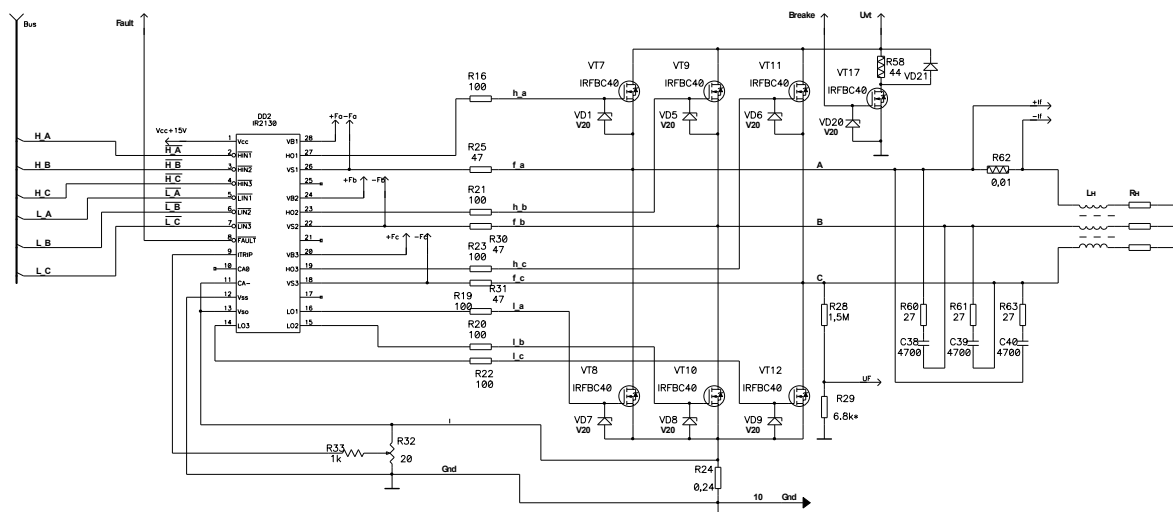
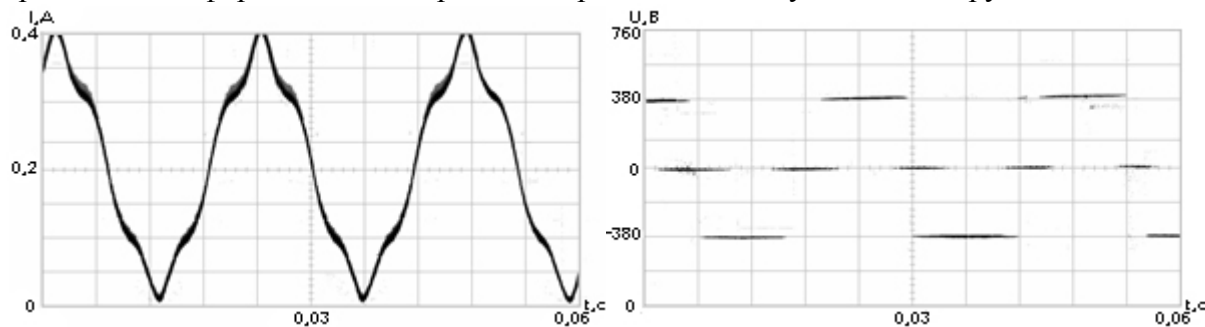


Рисунок 3 – Силовая часть инвертора

Для проведения исследований квазистатических характеристик на выход инвертора подключалась как активная, так и активно-индуктивная нагрузка. На рис.4а, 4б представлены форма тока и напряжение при активно-индуктивной нагрузке.



а) ток в нагрузке инвертора на частоте 50Гц; б) напряжение на выходе инвертора

Рисунок 4 – Квазистатические характеристики инвертора

Используя встроенные в программу MatLab вейвлет-преобразования (1) и формулу Парсевеля (2), выполнен расчет спектров вейвлет-преобразования формы тока и напряжения инвертора на частоте 50Гц при частоте ШИМ 10кГц, построенных на основе функциональных зависимостей [3]. Ряды рассчитывались на конечном интервале времени. На рис.5, 6 представлены результаты расчета.

$$h(k, t) = \sqrt{k} \int_{-\infty}^{\infty} f(x)g(k(x - t))dx, \tag{1}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f|^2 dt = \frac{1}{c_g} \int_0^{\infty} dk \int_{-\infty}^{\infty} |h|^2 dt. \tag{2}$$

В качестве анализирующего вейвлета использовался МНАТ-вейвлет [4]. Рис.5 отображает результат расчёта вейвлет-преобразования спектра тока в нагрузке инвертора на частоте 50Гц, с помощью которого можно более детально исследовать переходные процессы и режимы работы инвертора. Отображены высокочастотные составляющие спектра, а также гармонический состав тока. На рис.6 показан скелетон спектра напряжения инвертора на частоте 50Гц, изображены как линии локального максимума, так и минимума. В седловых точках поверхности происходит слияние линий. Высокочастотные составляющие результирующего сигнала в спектре сосредоточены в основном в области малых значений масштаба, представлена несколько искаженная

ячеистая структура, характерная для периодических колебаний. Усредняя расстояния между линиями экстремумов, можно оценить качество питающего напряжения.

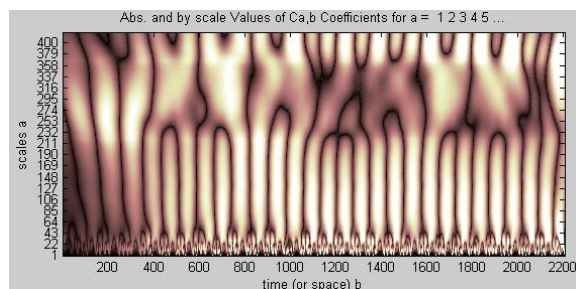


Рисунок 5 – Вейвлет-преобразование спектра тока на частоте 50Гц

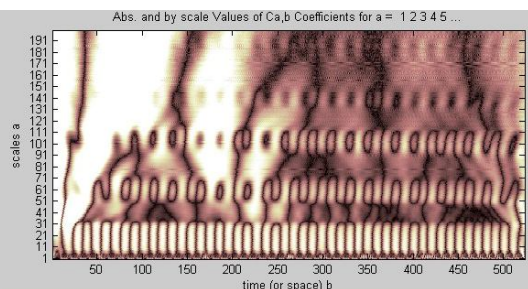


Рисунок 6 – Вейвлет-преобразование спектра выходного напряжения инвертора на частоте 50Гц

Выводы.

1. Программное обеспечение микропроцессора позволяет осуществлять основные технологические процессы: регулирование скорости, пуск, реверс, торможение, пуск с заданным ускорением. Использование драйвера усилителя IR2130 позволяет управлять мощностью инвертора до 100кВт. Оптронное управление IGBT транзисторами позволяет осуществить электрическую развязку.

2. Исследование квазистатических характеристик показало, что в форме тока присутствует значительная третья гармоника, а напряжение питания состоит из отдельных прямоугольных импульсов. В то же время использование преобразования Фурье не позволяет детально исследовать форму тока и напряжения. Применение вейвлет-преобразования позволяет исследовать гармонический состав во времени, отделив шумовую составляющую.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козаченко В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам// Chip News. – 1999. – № 1. – С.2-9.
2. Сайт изготовителя микроконтроллера MC3PHAC <http://www.freescale.com/>.
3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. 1-е издание. – 2007. – 288с.
4. Н.Смоленцев. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. – Кемерово: Кемеровский госуниверситет. – 2003. – 268с.

УДК 621.376

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф.-м.н., доцент
АНДРЕЕВ А.А., ст. преподаватель
МИХАЦКИЙ А.Ю.,* к.т.н. доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

*Государственный университет информационно-коммуникационных технологий

О НЕКОТОРЫХ ОСОБЕННОСТЯХ РАДИОПРИЕМА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Проаналізовані потенційні можливості традиційних частотоселекційних пристроїв. На підставі запропонованої інтерпретації поняття спектра сигналу розроблено структуру радіоприймача і модифікацію фазової маніпуляції з підвищеною спектральною ефективністю.

Проанализированы потенциальные возможности традиционных частотно-селективных устройств. На основании предложенной интерпретации понятия спектра сигнала разработана структура радиоприемника и модификация фазовой манипуляции с повышенной спектральной эффективностью.

Potential possibilities of traditional frequency selection devices are analysed. On the basis of offered interpretation spectrum of signal the structure of radio receiver and modification of phase manipulation is developed with the promoted spectral efficiency.

Введение. Передача цифрового сообщения по эфиру сводится к различным видам манипуляции радионесущей. Техническую ширину спектра при этом можно оценить как $\Delta f \approx \frac{1}{\tau}$, где τ – длительность сигнала сообщения. Если под τ понимать длительность кодовой позиции, то для бинарного кода и простейшего вида манипуляции получится, что ширина спектра соизмерима с величиной потока информации (бит/с), т.е. при передаче больших потоков, например, видеосигнала, спектральная ширина цифрового канала оказывается недопустимо большой (>100 МГц), что требует применения информационного сжатия как без потери (устранение избыточности), так и с потерей информации. Кодек в этом случае существенно усложняется и сбои в его работе частично девальвируют достоинства цифровых систем связи, но достигается приемлемая ширина канала. Другой путь решения проблемы широкополосности цифровых сигналов реализуется в системах связи на шумоподобных сигналах (ШПС), в которых настройка на канал основана не на частотной селекции, а на выборе, например, определенной пары базисных ортогональных функций, соответствующих значениям бинарного кода. Такие системы являются широкополосными по определению, причем в одной полосе «размещено» обычно несколько десятков цифровых каналов. Широкому распространению подобных систем препятствует значительная кодовая избыточность сигнала сообщения. Кроме того, несмотря на высокую помехоустойчивость и сохранение работоспособности даже при ОСШ<1, наличие большого количества каналов на ШПС увеличивает общий уровень шума в эфире, что снижает эффективность подобных систем при их широком распространении.

Постановка задачи. Можно предположить, что для селективного приема цифровых радиосигналов необходимо использовать методы, отличные от тех, что традиционно использовались в аналоговых системах радиосвязи и основанных на представлениях о спектре сигналов. Кроме того, в цифровых системах нет необходимости точно восстанавливать форму сигнала, за счет чего полоса канала может быть уменьшена. Действительно, если селективным устройством является колебательный контур добротностью Q , то, выбирая длительность кодовой посылки τ , приблизительно равной времени релаксации контура β , получим:

$$\beta = \frac{2Q}{\omega} = \frac{Q}{\pi f} = \tau$$

$$\Delta f \approx \frac{1}{\pi\tau} \approx \frac{f}{Q}$$

Если считать, что $\frac{1}{\tau} = F$ – частота посылок, т.е. поток информации, то связь между полосой канала и этим потоком оценивается как

$$\Delta f \approx \frac{1}{\pi} F$$

Таким образом, при условии, что импульс П на выходе детектора превращается в плугообразный, полоса канала может быть сужена приблизительно в 3 раза, однако этого явно недостаточно, причем, как видно из приведенных соотношений, характер соответствия между Δf и F вообще не зависит от параметров контура. Действительно, если, например, попытаться увеличить добротность Q с целью сужения полосы канала Δf , то это приведет к необходимости растягивания периода кодовой посылки τ и соответственно снижению возможной принимаемой частоты их следования (потока информации). Иными словами, получить высокодобротный и в то же время малоинерционный электрический осциллятор невозможно – чем выше добротность контура, тем дольше устанавливается равновесие между энергией, поступающей в контур извне и энергией рассеяния. С другой стороны, с увеличением добротности возрастает фильтрующее свойство контура по отношению к АКФ сигнала, т.к. именно в нем осуществляется интерференция текущего фрагмента сигнала и отклика контура на предыдущие его фрагменты. Это достаточно полно описывается переходной КФ сигнала, передаточной функцией контура и его импульсной характеристикой, причем в результате прохождения через контур АКФ сигнала в общем случае, в той или иной степени, изменится. Соответственно изменится и его спектральная плотность.

Так называемые цифровые фильтры, имеющие, как правило, гребенчатую АЧХ построены иначе – в них отсутствует взаимопревращение различных видов энергии. Тем не менее, принцип радиоинтерферометра сохраняется – различные фрагменты сигнала интерферируют в сумматоре, что обеспечивается системой линий задержки. Простейшим является двухвходовой «радиоинтерферометр» – аналог оптического интерферометра Юнга. Многовходовой – аналог многолучевого интерферометра. Как известно, в последнем случае ширина резонансного пика сжимается в $N/2$ раз по сравнению с двухлучевым вариантом – на этом принципе построены все антенные и микрофонные решетки (N – число входов фильтра или число интерферирующих лучей). Во всех случаях один из входов – прямой, остальные – задержанные на время Δt , $2\Delta t$, $3\Delta t$ и т.д. Если, например, Δt равно периоду несущей T, то фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \omega\Delta t = \frac{2\pi}{T}\Delta t|_{\Delta t=T} = 2\pi$ – условие главного максимума. Пусть на такой фильтр поступает радиоимпульс. Очевидно, выходное напряжение достигает максимума при условии, что сигналы от всех входов, в т.ч. и от наиболее задержанного, попадут на сумматор, т.е. отклик такого N-входового фильтра на один период несущей при условии, что $T=\Delta t$ будет длиться (N-1)T, т.е. затянется на (N-1) колебаний. Для фильтров осцилляторного типа, как легко показать, величина, аналогичная N, связана с добротностью фильтра так:

$$N = \frac{Q}{\pi}$$

Тогда «добротность» цифрового фильтра можно оценить как $Q \approx \pi(N-1)$, где N-1 – число задержанных входов. Если $N \gg 1$, то $Q \approx \pi N$. Действительно, вблизи границ устойчивости (вес задержанного входа рекурсивного $\approx 0,9$) реальный рекурсивный фильтр имеет добротность, определяемую по форме АЧХ, около 20. Т.е. такой рекурсивный фильтр приблизительно равносителен нерекурсивному 7-мивходовому, что действительно имеет место.

Результаты работы. Итак, в результате оказывается, что и цифровые фильтры можно характеризовать величинами добротности и инерционности, которые, как и для фильтров осцилляторного типа, связаны линейно. Все это является прямым следствием получения свойств частотной селекции за счет интерференции сигнала самого с собой либо с собственным откликом от резонансного контура.

Таким образом, радиоприемные устройства традиционных типов, например, супергетеродинные, не являются оптимальными для приема цифровых потоков большой величины. Спектральная ширина канала оказывается недопустимо большой. В то же время на эфирном участке линии связи спектр сигнала никак себя не проявляет. Действительно, само понятие «спектр сигнала» ассоциируется обычно с Фурье преобразованием, т.е. разложением сигнала в базисе ортогональных гармонических функций. Такое разложение хорошо соответствует физической реальности, т.к. откликом осциллятора на внешнее воздействие являются именно гармонические функции, самые «гладкие» из знакопередающихся, их производные также являются гармоническими функциями. В свою очередь отклик системы на внешнее воздействие, как известно [1,2], сводится к функции Грина. Сопоставим выражения:

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega, t) f(t) dt$$

где $G(\omega, t)$ – функция Грина.

Как видно роль функции воздействия $f(t)$ играет сам сигнал $s(t)$ в Фурье преобразовании, а роль $G(\omega, t)$ играет отклик идеального осциллятора на действие δ -функции Дирака (идеальный единичный «удар»). Тогда функцию спектральной плотности $F(\omega)$ можно представить как отклик непрерывного множества идеальных осцилляторов на некоторое сигнальное воздействие. Такое множество осцилляторов абсолютно неселективно и хорошо описывает эфирную линию связи для радиодиапазона (без учета явлений затухания, многолучевости и т.п.). Т.е для эфира справедлив принцип суперпозиции, и спектр сигнала никак себя не проявляет. Если же сигнал поступает на линейную цепь с передаточной функцией $K(i\omega)$, например, реальный физический осциллятор в виде колебательного контура или системы контуров, то выходной сигнал осциллятора определяется как [2]:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(i\omega) K(i\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

т.е. $K(i\omega)$ выступает в роли «весовой» функции и определяет вклад различных спектральных компонент входного сигнала в сигнал на выходе. Как было показано ранее, спектральная ширина канала оказывается при этом сопоставимой с величиной потока информации, что обусловлено именно использованием частотоселективных фильтров.

Для приема цифровых сигналов есть смысл использовать принципиально другие методы приема, например корреляционные. Их основой является известное неравенство Шварца-Буняковского [3]:

$$\int_0^T s_1(t) s_2(t) dt \leq \int_0^T s_i^2(t) dt, \text{ где } i = 1, 2;$$

где τ – длительность сигнала.

Кроме того, необходимо выбрать оптимальный вид сигнала (манипуляции), согласованный с приемником, исключить необходимость передачи тактовых импульсов, обеспечить нечувствительность системы к длинным последовательностям и т.д.

Один из возможных вариантов сводится к следующему. В качестве сигнала можно использовать модифицированный вариант ОФМ «с возвратом к фазе».

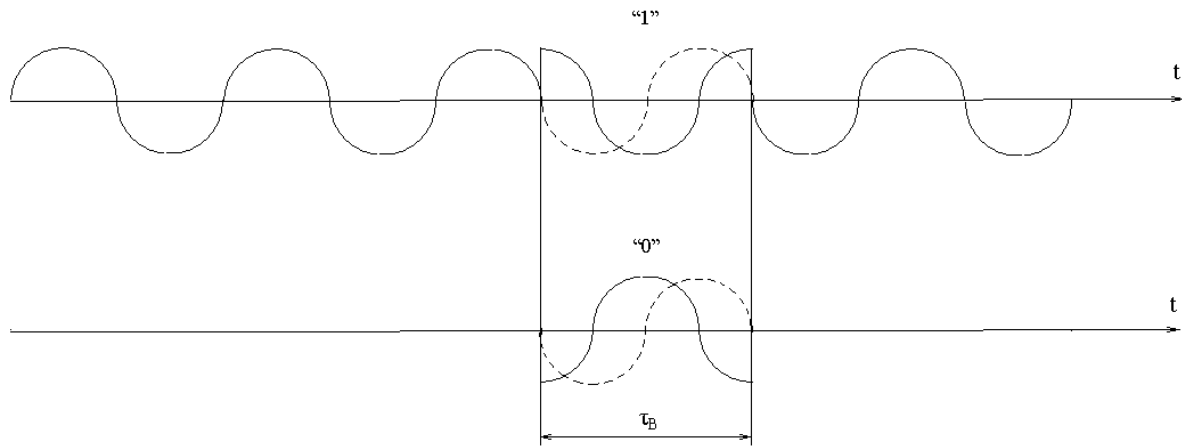


Рисунок 1 – Вариант ОФМ «с возвратом к фазе»

В этом случае передача «1» или «0» заложена в фазовую врезку длительностью τ_{Φ} и фазовыми скачками на $\frac{\pi}{2}$ (можно использовать скачок на π). Как видно, после врезки фаза несущей восстанавливается. Приемник может иметь следующую структуру:

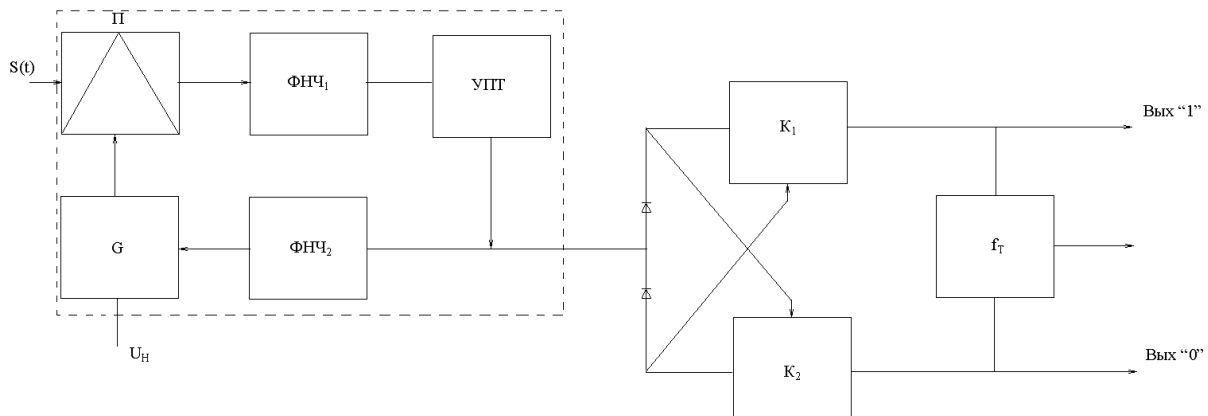


Рисунок 2 – Структурная схема приемника

Пунктиром ограничен приемник прямого преобразования, причем ширина канала равна полосе захвата в режиме удержания и может быть весьма узкой, так чтобы этот режим не срывался в момент прохождения врезки. На выходе УПТ в этом случае появляется импульс сигнала ошибки слежения, обусловленный кратковременным нарушением квадратурности входного сигнала и сигнала гетеродина. Настройка на канал производится изменением частоты гетеродина G . Наличие компараторов K_1 и K_2 подавляет импульсную помеху (одновременное появление сигнала на выходах «1» и «0»). Сумматор служит для выделения тактовой частоты цифровой последовательности.

Выводы. В данном приемнике вообще отсутствуют частотоселективные фильтры, а его инерционность определяется временем перемножения входного сигнала и сигнала гетеродина, временами релаксации ФНЧ (в простейшем случае пропорционально интегрирующие цепочки) и переходной характеристикой УПТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зельдович Я.Б., Мышкиц А.Д. Элементы прикладной математики. – М.: «Наука», 1965.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: «Советское радио», 1966, часть 1.
3. Заездный А.М. и др. Теория нелинейных электрических цепей. – М.: «Связь», 1968.

Днепродзержинский государственный технический университет

СИСТЕМА ПЛАНОВЫХ ВОССТАНОВЛЕНИЙ И ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ УЗЛОВ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ

У роботі наведено розроблені авторами планування раціональної системи планових відновлень блоків і вузлів складних систем та оцінка їхньої метрологічної надійності.

В работе приведены разработанные авторами планирование рациональной системы плановых восстановлений блоков и узлов сложных систем и оценка их метрологической надежности.

In work are resulted, developed by authors, planning of the rational system of the planned renewals of blocks and knots of the difficult systems and estimation of their metrologicheskoy reliability.

Введение. Существующая в настоящее время система плановых восстановлений узлов сложных систем не вполне соответствует требованиям, которые предъявляются к ней. Проблема повышения производительности труда в значительной мере определяется не только созданием новых, более эффективных средств измерения, но и повышением эффективности их содержания. Решение поставленной задачи возможно только при условии наличия в необходимом количестве работоспособной техники.

Постановка задачи. Планирование рациональной системы плановых восстановлений блоков и узлов сложных систем и оценка их метрологической надежности.

Пусть технический объект состоит из M элементов, а x_i – период по наработке полного восстановления i -того элемента $i = \overline{1, M}$. Между полными плановыми восстановлениями проводится частичное плановое восстановление i -того элемента с периодом по наработке $y_i < x_i$. Если элемент отказал, то восстановление считается полным и система плановых восстановлений не уточняется. Относительно λ -характеристик предполагаем, что они описываются линейной зависимостью. При сделанных допущениях интенсивность отказов i -того элемента представляет собой:

$$\lambda_i(t; y; x_i) = 2a_i \left(t - x_i \left[\frac{t}{x_i} \right] \right) + b_i - 2a_i \gamma_i y_i \left[\frac{t - x_i \left[\frac{t}{x_i} \right]}{y_i} \right],$$

где y_i – степень частичного восстановления i -того элемента. Это соотношение можно упростить, если воспользоваться понятием ϵ -объекта и записать $\lambda_i(t; y; x_i)$ в виде:

$$\lambda_i(t; y; x_i) = 2a_i (1 - \gamma_i) \left(t - x_i \left[\frac{t}{x_i} \right] \right) + b_i - 2a_i \gamma_i y_i. \quad (1)$$

Считая, что объекты длительной эксплуатации, рассмотрим среднюю интенсив-

НОСТЬ ОТКАЗОВ

$$\lambda_{icp}(y_i, x_i) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \int_0^t \lambda_i(\tau, y, x_i) d\tau.$$

Подставляя сюда (1) и выполнив вычисления, получим:

$$\lambda_{icp}(y_i, x_i) = a_i(1 - \gamma_i)x_i + b_i + a_i\gamma_i y_i.$$

Тогда среднее число отказов за наработку x_i для i -того элемента в первом приближении можно вычислять по формуле

$$H_i(y_i, x_i) = \lambda_{icp}(y_i, x_i)x_i$$

или

$$H_i(y_i, x_i) = a_i(1 - \gamma_i)x_i^2 + (b_i + a_i\gamma_i y_i)x_i.$$

Удельные затраты средств на проведение плановых и неплановых восстановлений оцениваются зависимостью

$$Z = \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{c_i^*}{x_i} + \frac{c\gamma_i}{y_i} + c_i^A \lambda_{icp}(y_i, x_i) \right\},$$

где c_i^* - средняя стоимость полного планового восстановления i -того элемента; $c\gamma_i$ - средняя стоимость частичного планового восстановления i -того элемента.

Взяв частные производные по x_i и y_i и приравняв их нулю, приходим к уравнениям:

$$\begin{aligned} -\frac{c_i^*}{x_i^2} + c_i^A a_i(1 - \gamma_i) &= 0 \\ -\frac{c\gamma_i}{y_i} + c_i^A a_i \gamma_i &= 0 \end{aligned}$$

откуда

$$x_i = \sqrt{\frac{c_i^*}{c_i^A a_i(1 - \gamma_i)}}; \tag{2}$$

$$y_i = \sqrt{\frac{c\gamma_i}{c_i^A a_i \gamma_i}} \tag{3}$$

Физический смысл x_i и y_i таков, что $y_i < x_i$, поэтому:

$$\frac{c\gamma_i(1 - \gamma_i)}{c_i^* \gamma_i} < 1 \tag{4}$$

Выполнение этого неравенства свидетельствует о рациональности введения частичного восстановления.

Периоды x_i и y_i , вычисляемые по формулам (2), (3) соответственно, получены в предположении, что c_i^* и $c\gamma_i$ - постоянные величины. Данное предположение выполняется в том случае, если в технолого-экономических картах полного и частичного восстановления $T_{ij} = \delta_{ij}$, где $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i = j \\ 0, & \text{если } i \neq j \end{cases}$, т.е. матрица из элементов T_{ij} диагональная.

Если же это условие не выполняется, то взяв в качестве c_i^* и $c\gamma_i$, их максимальные значения, по формулам (2) и (3) определим оценку сверху для x_i и y_i .

Подставив в формулы (2) и (3) минимальные значения c_i^* и $c\gamma_i$, приходим к оценкам для x_i и y_i снизу. Обозначая максимальные значения соответствующих величин "+", а минимальные - "-", приходим к формулам, аналогичным (2) и (3):

$$x_i^\pm = \sqrt{\frac{c_i^{*\pm}}{c_i^{A\pm} a_i^\pm (1 - \gamma_i)}};$$

$$y_i^\pm = \sqrt{\frac{c_i \gamma_i^\pm}{c_i^{A\pm} a_i^\pm \gamma_i}},$$

если окажется, что

$$\frac{2(x_i^+ - x_i^-)}{x_i^+ - x_i^-} \leq \varepsilon,$$

$$\frac{2(y_i^+ - y_i^-)}{y_i^+ - y_i^-} \leq \varepsilon,$$
(5)

то в качестве рациональных значений можно принять

$$x_i = \frac{1}{2}(x_i^+ - x_i^-),$$

$$y_i = \frac{1}{2}(y_i^+ - y_i^-).$$

В случае, когда неравенства (5) не выполняются, можно воспользоваться проверкой

$$\frac{2(Z_{max} - Z_{min})}{Z_{max} + Z_{min}} \leq \varepsilon,$$
(6)

где $Z_{max} = \max\{z(y^+, x^+), z(y^+, x^-), z(y^-, x^+), z(y^-, x^-)\};$

$$Z_{min} = \min\{z(y^+, x^+), z(y^+, x^-), z(y^-, x^+), z(y^-, x^-)\};$$

$c_i^*(v)$ – допустимая относительная точность вычисления удельных затрат средств (практика показала, что $\varepsilon \approx 0,001$ – вполне допустимая точность).

В ситуации, когда соотношения (5) выполняются, желательно также произвести проверку условия (6), если ε выбиралось без учета значениям ε_1 .

При обстоятельствах, когда условия (5) и (6) не выполняются, формулы (5) и (6) необходимо рассматривать с точки зрения итерационного процесса, т.е. $v+1$ приближение к рациональным периодам полного и частичного восстановлению вычислять как

$$x_i(v+1) = \sqrt{\frac{c_i^*(v)}{c_i^A a_i (1 - \gamma_i)}};$$

$$y_i(v+1) = \sqrt{\frac{c_i \gamma_i(v)}{c_i^A a_i \gamma_i}},$$
(7)

где $c_i^*(v)$, $c_i \gamma_i(v)$ – величины, вычисленные по v -тому приближению.

Итерационный процесс оканчивать после того, как минимальное значение Z повторится n_0 раз.

При расчете последующего приближения по формулам (7) необходимо уметь вычислять величины $c_i^*(v)$ и $c_i \gamma_i(v)$, что приводит к разработке алгоритма построения СПВЧ, который будем обозначать через $A_{СПВЧ}$.

Основные моменты алгоритма $A_{СПВЧ}$ представляют собой:

п.1 – назначаются ближайшие по наработке моменты частичных и полных плановых восстановлений^

$$\omega y_i = y_i;$$

$$\omega n_i = x_i, \quad i = 1, M, \quad k=1 \text{ (k-номера по порядку ремонтов);}$$

п.2 – определяется ближайший по наработке момент восстановления

$$\tau_k = \min \{ \min \{ \omega y_i \}; \min \{ \omega n_i \} \};$$

п.3 – формируются объемы частичных и полных восстановлений

$$V_{чк} = \{ i : \omega y_i - \tau_k \leq |\delta_r| \};$$

$$V_{нк} = \{ i : \omega n_i - \tau_k \leq |\delta_{пр}| \};$$

$$V_{чк} = V_{чк} / V_{нк};$$

п.4 – если $V_{нк} = \{1, 2, \dots, M\}$, то построение СПВЧ прекращается, в противном случае приходим к п.5;

п.5 – если $\tau_k \geq T$, построение СПВЧ прекращается, в противном случае приходим к п.6;

п.6 – изменяем ближайшие по наработке моменты частичных и плановых восстановлений

$$\omega y_i = \tau_k + y_i + (|\delta_y| + \delta_y) / 2, \quad i \in V_{ч_i}$$

$$\omega n_i = \tau_k + x_i + (|\delta_n| + \delta_n) / 2, \quad i \in V_{n_i}$$

и переходим к п.2.

В предлагаемом алгоритме δ_y, δ_n являются параметрами СПВЧ, и в случае, когда они отрицательны, системы плановых восстановлений (как полных, так и частичных) представляют собой СПВЧ с недоработкой; при $\delta_y > 0$ и $\delta_n > 0$ получаем СПВЧ с переработкой. А $|\delta_y|$ и $|\delta_n|$ являются величинами недоработки и переработки по отношению к планируемым моментам для частичных и полных восстановлений соответственно.

В результате работы по алгоритму $A_{СПВЧ}$ получаем последовательность $\{ \tau_k, V_{ч_k}, V_{н_k} \}, k = 1, k_0$. Если работа алгоритма прерывается по п.4 то τ_{k_0} – период СПВЧ, в противном случае СПВЧ является аperiodической, хотя строго в математическом плане может быть и не так.

Но выбирая $T = 10 \dots 20 \max \{ x_i \}$, мы сталкиваемся с обстоятельствами, когда каждый элемент за наработку T заменяется на новый не менее $10 \div 20$ раз, и этот факт с инженерных позиций позволяет считать систему плановых восстановлений аperiodической. Заметим, что объемы частичных $V_{ч_k}$ и полных $V_{н_k}$ восстановлений по условию построения не имеют общих элементов, т.е. их пересечение пусто ($V_{ч_k} \cap V_{н_k} = \emptyset$ – пустое множество).

Затраты средств и времени на выполнение плановых восстановлений за наработку t подсчитываются по формулам:

$$c_t^n(x_i, y_i, \delta_n, \delta_y) = \sum_{\tau_k \leq t} \{ c_{TP}^n(V_{ч_k}, V_{н_k}) + c^n(V_{ч_k}, V_{н_k}) \},$$

$$T_t^n(x_i, y_i, \delta_n, \delta_y) = \sum_{\tau_k \leq t} \{ t_{TP}^n(V_{ч_k}, V_{н_k}) + t^n(V_{ч_k}, V_{н_k}) \}$$

где $c_{TP}^n(V_{ч_k}, V_{н_k}) + c^n(V_{ч_k}, V_{н_k})$ – затраты средств и времени, связанные с транспортировкой технического объекта к месту ремонта. Величины $c^n(V_{ч_k}, V_{н_k})$ и $t^n(V_{ч_k}, V_{н_k})$ определяются из соотношений:

$$c^n(Vn_k, Vn_k) = \sum_{j=1}^{n_n} c_j^n \sigma \left(\sum_{i \leq Vn_k} T_{ij}^n \right) + \sum_{j=1}^{n_n} c_j^n \sigma \left(\sum_{i \leq Vn_k} T_{ij}^n \right);$$

$$t^n(Vn_k, Vn_k) = \max \left\{ \max_{i \in Vn_k} \sum t_j^n T_j^n; \max \sum t_j^n T_j^n \right\}.$$

В этих формулах принято:

n_n, n_n – число элементарных технологических операций при полном и частичном восстановлении соответственно;

c_j^n, c_j^u – затраты средств на полное и частичное восстановление при выполнении j -той технологической операции;

t_j^n, t_j^u – затраты времени на полное и частичное восстановление при выполнении j -той технологической операции;

T_{ij}^n, T_{ij}^u – элементы ТЭК при полном и частичном восстановлении;

$$\sigma(x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x > 0; \\ 0, & \text{если } x \leq 0. \end{cases}$$

Заметим, что элементарные технологические операции при частичном восстановлении в общем случае могут и не совпадать не только по их числу ($n_n \neq n_n$), но и по инженерному смыслу с операциями при полном восстановлении. Относительно минимально возможных значений периодов частичных восстановлений у необходимо оговорить, что $y_i \geq y, i = 1, M$, где y – минимальная наработка, определяемая из конкретных условий эксплуатации технического объекта. Предложенный алгоритм учитывает и естественные соотношения между периодами частичных и полных восстановлений, $y_i < x_i$. В этом легко убедиться: как только для некоторого элемента с номером i y_i будет больше x_i , этот номер не будет принадлежать ни одному из объемов частичного восстановления $Vn_k, k = 1, k_0$.

Подсчитав удельные затраты на плановые восстановления по алгоритму $A_{спвч}$ и определив средние стоимости полного (c_i^*) и частичного ($c_{i;}$) восстановлений, приходим к оценке

$$\frac{1}{t} c_t^n \leq \sum_{j=1}^M \left\{ \frac{c_i^*}{x_i - |\delta_n|} + \frac{c_{i;}}{y_i - |\delta_u|} \right\}.$$

Если при этом $|\delta_u| \ll \min y_i, |\delta_n| \ll \min x_i$, то получаем формулу, по которой вычисляются удельные затраты средств.

С точки зрения потребителя узлов сложных систем характеристиками возможности появления в них отказов являются показатели надежности. Показатели надежности в различных приложениях определяются и используются по-разному. Это и среднее время наработки на отказ, и вероятность безотказной работы, и коэффициент готовности, и т.п. Такие показатели вводятся на основании некоторой математической идеализации описания процесса возникновения отказов. В частности, во всех источниках предполагается, что момент времени возникновения отказа – величина случайная и распределена по некоторому закону. Как правило, в качестве такого распределения используется экспоненциальный закон и предполагается, что возникновения скрытых и явных отказов – явления независимые.

Готовность к работе узлов сложных систем определяется коэффициентом готовности (K_r), т.е. вероятностью нахождения узлов в исправном состоянии в произвольный

момент времени, когда оно должно применяться по назначению. Если подменный фонд на эти узлы отсутствует, K_r определяется выражением

$$K_r = \frac{T_{mp} \cdot K_d}{T_u},$$

где K_d – коэффициент достоверности работы узла.

Если на предприятии существует подменный фонд узлов в количестве, достаточном для замены всех выбывших узлов в ремонт по отказам, то коэффициент готовности должен совпадать с коэффициентом достоверности. Пусть K_p – коэффициент резервирования узлов, т. е. отношение фактического количества узлов предприятия к требуемому количеству идеальных узлов, необходимых для реализации работоспособности сложных систем. K_p всегда ≥ 1 .

Увеличение коэффициента резервирования (K_p) до значений больших $\frac{T_u}{T_{mp}}$, к росту K_r не приводит. Но избыточный подменный фонд можно использовать при выполнении поверочных работ для замены поверяемого узла. При этом, однако, возникает некоторая неоднозначность в определении K_r .

Указанный подход бывает оправдан, когда некоторое снижение коэффициента готовности (K_g) компенсируется увеличением коэффициента технического использования узла ($K_{ти}$), который точнее следовало бы назвать коэффициентом использования рабочего времени. Величина $K_{ти}$ определяется как отношение математического ожидания суммарного времени применения узла по назначению за время цикла работы узла (T_u) к величине этого цикла T_u и имеет вид:

$$K_{ти} = \frac{T_{mp}}{T_u} \cdot \frac{T_n - \tau_n}{T_n} K_p.$$

Это выражение изменяется от $\left(\frac{T_{mp}}{T_u} \cdot \frac{T_n - \tau_n}{T_n} \right)$ при $K_p=1$ до 1 при

$$K_p = \frac{T_u}{T_{mp}} \cdot \frac{T_n}{T_n - \tau_n}.$$

Результаты работы. Предложенная система плановых восстановлений с частичным восстановлением элементов позволяет оптимизировать затраты средств и времени на выполнение плановых восстановлений за определенную наработку часов технического объекта. Это подтверждается приведенной методикой расчетов.

Выводы. Необходимо отметить, что в предлагаемых моделях предусмотрена возможность вариации степенью восстановления γ_i для i -того элемента. Последнее означает, что элемент в свою очередь можно представить как объект, состоящий из простейших элементов (деталей), интенсивности которых описываются зависимостью $\lambda_{iv} = 2a_{iv}t + b_{iv}$, и тогда степень восстановления γ_i вычисляется по формуле

$$\gamma_i = \frac{1}{a_i} \sum_{v \in V_i} a_{iv},$$

где \tilde{V}_i – перечень деталей i -того элемента, подлежащих замене при частичном его восстановлении

ЛИТЕРАТУРА

1. Базовский И. «Надежность. Теория и практика». – М.: «Мир», 1965. – 195с.
2. Игнаткин В.У. Определение и анализ зависимостей показателей надежности средств измерений// Измерительная техника. – 1988. – №7. – С.11-13.