

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХПІ»

Серія: Автоматика та приладобудування

№ 67'2014

Збірник наукових праць

Видання засноване у 2001 р.

Харків
НТУ «ХПІ», 2014

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків. : НТУ «ХПІ». – 2014. – № 67 (1109). – 97 с.

Державне видання

Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України

КВ № 5256 від 2 липня 2001 року

Збірник виходить українською та російською мовами.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ» внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затвердженого Постановою президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4 (Бюлетень ВАК України, № 6, 2010 р., с. 3, № 20).

Координаційна рада:

Л. Л. ТОВАЖНЯНСЬКИЙ, д-р техн. наук, проф. (**голова**);
К. О. ГОРБУНОВ, канд. техн. наук, доц. (**секретар**);
А. П. МАРЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.; Є. І. СОКОЛ, д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України;
Є. Є. АЛЕКСАНДРОВ, д-р техн. наук, проф.; А. В. БОЙКО, д-р техн. наук, проф.;
Ф. Ф. ГЛАДКИЙ, д-р техн. наук, проф.; М. Д. ГОДЛЕВСЬКИЙ, д-р техн. наук, проф.;
А. І. ГРАБЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.; В. Г. ДАНЬКО, д-р техн. наук, проф.;
В. Д. ДМИТРИЄНКО, д-р техн. наук, проф.; І. Ф. ДОМНІН, д-р техн. наук, проф.;
В. В. СПІФАНОВ, канд. техн. наук, проф.; Ю. І. ЗАЙЦЕВ, канд. техн. наук, проф.;
П. О. КАЧАНОВ, д-р техн. наук, проф.; В. Б. КЛЕПІКОВ, д-р техн. наук, проф.;
С. І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф.; В. М. КОШЕЛЬНИК, д-р техн. наук, проф.;
В. І. КРАВЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.; Г. В. ЛІСАЧУК, д-р техн. наук, проф.;
О. К. МОРАЧКОВСЬКИЙ, д-р техн. наук, проф.; В. І. НІКОЛАЄНКО, канд. іст. наук, проф.; П.
Г. ПЕРЕРВА, д-р екон. наук, проф.; В. А. ПУЛЯЄВ, д-р техн. наук, проф.;
М. І. РИШЕНКО, д-р техн. наук, проф.; В. Б. САМОРОДОВ, д-р техн. наук, проф.;
Г. М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф.; Ю. В. ТИМОФІЄВ, д-р техн. наук, проф.;
М. А. ТКАЧУК, д-р техн. наук, проф.

Редакційна колегія серії:

Відповідальний редактор: П.О. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Відповідальний секретар: А.М. Борисенко, д-р техн. наук, проф.

Члени редколегії: П.Ф. Щапов, д-р техн. наук, проф.; А.І. Гапон, канд. техн. наук, проф.;
О.Л. Резинкін, д-р техн. наук, с.н.с.; І.Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф.; Л.В. Дербунович,
д-р техн. наук, проф.; О.І. Рогачов д-р техн. наук, проф.; Л.Г. Раскін, д-р техн. наук, проф.;
С.І. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.; Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.; С.М. Порошин,
д-р техн. наук, проф.; М.В. Гунбин, канд. техн. наук, доц.; М.І. Корсунов, д-р техн. наук,
проф.; Д.В. Сперанський, д-р техн. наук, проф. (м. Москва); А.В. Івашко, к.т.н., проф.

*У безрезні 2014 р. Вісник Національного технічного університету «ХПІ», серія «Автоматика та приладобудування», включений у довідник періодичних видань бази даних **Ulrich's Periodicals Directory (New Jersey, USA)**.*

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».

Протокол № 11 від 22 грудня 2014 року.

Національний технічний університет «ХПІ», 2014

А.Н. БОРИСЕНКО, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
А.Б. БОГАЕВСКИЙ, д-р техн. наук, проф. ХНАДУ, Харьков;
Б.И. КУБРИК, канд. техн. наук, доцент, НТУ «ХПИ»
О.В. ЛАВРИНЕНКО, преп.-стаж., НТУ «ХПИ»

ОПТИМИЗАЦИЯ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ ФАЗОМЕТРА ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ

В статье исследуется среднеквадратичная погрешность цифрового интегрирующего фазометра и предлагается способ ее уменьшения за счет реализации определенного соотношения между тактовой частотой входных импульсов, между которыми измеряется фазовый сдвиг. Авторами показано, что минимально возможное значение данной погрешности можно получить, обеспечив соблюдение соотношения между частотой квантования и частотой указанных последовательностей в любом диапазоне изменения последней.

Ключевые слова: угол сдвига фаз, тактовая частота, фазометр, двигатель внутреннего сгорания.

Постановка проблемы. Довольно часто на практике измерять угол сдвига фаз между двумя импульсными последовательностями, частоты которых, оставаясь одинаковыми, могут изменяться в несколько раз. Такие задачи возникают, например, в системах автоматического регулирования турбин, газотурбинных двигателей внутреннего сгорания, электроприводов и т.д.

Анализ литературы [1-6] показывает, что тактовая частота в фазометрах постоянна или имеет ряд дискретных значений, не зависящих от частоты следования импульсных последовательностей, между которыми измеряется сдвиг фаз.

Цель работы – найти оптимальную по минимуму среднеквадратической ошибки тактовую частоту фазометра во всем диапазоне частот входных импульсных последовательностей.

Основная часть. На рисунке 1 представлена блок-схема устройства измерения угла сдвига фаз между двумя последовательностями.

Генератор 1 вырабатывает электрический импульс, который преобразуется с помощью первого формирователя 3 импульсов в прямоугольный импульс нормированной амплитуды (например, равной уровню логической единицы) и длительности, равной продолжительности импульса генератора 1.

При этом передний фронт выходного импульса формирователя 3 совпадает с моментом начала импульса генератора 1, а задний фронт импульса этого формирователя совпадает с моментом окончания сигнала генератора 1. Под действием переднего фронта выходного импульса второго

формирователя 4 импульсов первый триггер 5 устанавливается в единичное состояние, вследствие чего его выходной сигнал, равный, например, уровню логической единицы, поступает на первый вход первой схемы 7 совпадения.

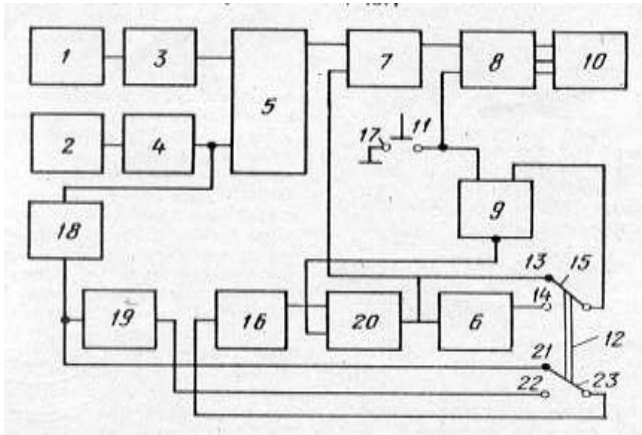


Рис. 1 – Блок-схема фазометра с оптимальной по точности частотой квантования.

Спустя некоторое время генератор 2 вырабатывает электрический импульс, который с помощью второго формирователя 4 импульсов сигнал датчика 2 преобразуется в прямоугольный импульс нормированных амплитуды и длительности, причем передний фронт этого импульса формируется в момент начала сигнала генератора 2, а задний в момент окончания этого сигнала.

При действии переднего фронта выходного импульса второго формирователя 4 первый триггер 5 переходит в нулевое состояние и единичный сигнал на первом входе первой схемы 7 совпадения исчезает.

Импульсы второго формирователя 4, вырабатываемые в каждом обороте вала, поступают на вход фильтра 18 низкой частоты, который формирует постоянное (по знаку) напряжение, пропорциональное частоте следования импульсов. Это напряжение поступает через замкнутые второй подвижный 23 и третий неподвижный 21 контакты дополнительной секции переключателя 12 на вход управляемого генератора 16 прямоугольных импульсов. Последний генерирует импульсы с частотой следования F_3 , пропорциональный напряжению на его входе.

Импульсы управляемого генератора 16 поступают на первый вход второй схемы 20 совпадения, которая пропускает импульсы на связанные с ее

выходом элементы только в том случае, когда на ее втором входе действует единичный сигнал.

Цикл измерения угла опережения подачи топлива начинается с момента нажатия кнопки 11 сброса, в результате которого первый 8 и второй 9 регистры устанавливаются в нулевое состояние. При этом на табло блока 10 индикации высвечиваются нули, а с инверсного выхода второго регистра 9 поступает единичный сигнал на второй вход второй схемы 20 совпадения. Последняя отпирается, и на второй вход первой схемы 7 совпадения, на счетный вход второго триггера 6 и на вход второго регистра 9 поступают импульсы, вырабатываемые генератором 16 и имеющие частоту $f_3 = F\sqrt[3]{15N}$. На вход первого регистра 8 импульсы поступают только тогда, когда первая схема 7 совпадения открыта, т.е. при наличии на выходе первого триггера 5 единичного импульса. Цикл измерения продолжается до тех пор, пока в регистры идет запись кодов. Как только во второй регистр 9 записывается заранее известное число N , равное емкости этого регистра, на его инверсном выходе вместо единичного сигнала устанавливается нулевой сигнал, в результате чего вторая схема 20 совпадения закрывается и поступление импульсов на входы регистров прекращается. От момента нажатия кнопки 11 до момента записи числа N во второй регистр 9 в первый регистр 8 записывается число N_1 , значение которого в десятичной системе счисления высвечивается на табло блока 10 индикации. За промежуток времени t_3 , в течение которого происходит запись указанных чисел, коленчатый вал дизеля совершает количество оборотов, равное $m = t_3F$. При этом числа N_1 , и N можно представить выражениями

$$N_1 = mt_u f_3; \quad N = mf_3 F^{-1},$$

где N_1 – показания блока 10 индикации;

t_u – длительность выходного импульса первого триггера 5, а отношение указанных чисел запишем следующим образом:

$$\frac{N_1}{N} = \frac{mt_u f_3 F}{mf_3} = \frac{t_u \omega}{2\pi} = \frac{\theta}{2\pi},$$

где ω – угловая частота импульсов генераторов 1 и 2;

θ – угол сдвига фаз между импульсами генераторов 1 и 2;

2π – период следования импульсов генераторов 1 и 2.

Из последнего выражения получают формулу для вычисления угла сдвига фаз между импульсами генераторов 1 и 2 (предполагая, что преобразования интервалов времени в коды происходят без погрешности)

$$\theta = \frac{2\pi N_1}{N}$$

или

$$\theta = \frac{360N_1}{N}.$$

Задавая $N = 360 \cdot 10^K$ и выбирая любые величины K , угол сдвига фаз получают из показаний блока 10 индикации путем переноса запятой на K знаков влево.

Описанный случай работы цифрового фазометра подробно рассмотрен в работе [7], согласно которой суммарная среднеквадратичная погрешность измерения сдвига фаз:

$$\sigma = \frac{360}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{F}{f_K^2 t_3} + \frac{1}{30F^2 t_3^2}}. \quad (1)$$

Первое слагаемое под знаком радикала в выражении (1) обусловлено погрешностью квантования временного сдвига между импульсными последовательностями и представляет собой высокочастотную составляющую погрешности фазометра, а второе - погрешностью дискретизации, вызванной некрatностью t_3 и периода указанных последовательностей (низкочастотная составляющая погрешности). Учитывая, что $t_3 = Nf_K^{-1}$, последнее выражение приведем к виду

$$\sigma = 60\sqrt{6}(F / f_K N + f_K^2 / 30F^2 N^2)^{0.5}. \quad (2)$$

Из полученного соотношения видно, что существенным резервом повышения точности фазометра является повышение объема регистра, однако в большинстве практических случаев это неприемлемо в связи с усложнением устройства. Более целесообразна минимизация σ за счет рационального выбора f_K , от которой высоко- и низкочастотная составляющие зависят по-разному. Продифференцировав (2) по f_K и приравняв производную нулю, после соответствующих математических операций найдем

$$f_{\text{ко}} = F^3 \sqrt[3]{15N}, \quad (3)$$

где $f_{\text{ко}}$ – оптимальная частота квантования.

Именно такой и должна быть частота F_3

Минимальная величина среднеквадратичной погрешности измерения угла сдвига фаз может быть получена после подстановки (3) в (2):

$$\sigma_{\min} = \frac{360}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{F}{NF\sqrt[3]{15N}} + \frac{F^2\sqrt[3]{(15N)^2}}{30F^2N^2}} = \frac{180}{\sqrt{N\sqrt[3]{15N}}} \dots \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что минимальное значение погрешности измерения угла сдвига фаз не зависит от частоты следования импульсов, между которыми этот сдвиг определяется.

Для повторения цикла измерения необходимо снова нажать кнопку 11 сброса.

Выводы. Минимально возможную среднеквадратическую погрешность измерения фазового сдвига между двумя импульсными последовательностями можно получить, обеспечив соблюдение соотношения между частотой квантования и частотой указанных последовательностей в любом диапазоне изменения последней.

Список литературы: 1. Marine application of emission methods law speed diesel engines/*Grohe Ote//Hansa*.-1990.-127,№22. – с.1526-1530. Англ. 2. *Котиков Ю.Г., Горев А.Э., Блянкиштейн Н.М.* Цифровые системы автоматического управления силовыми установками автомобилей с дизельными двигателями (обзор). Двигателестроение, №4, 1985. 3. Итоги науки и техники. Двигатели внутреннего сгорания. Т.4. *В.А. Лурье, В.А. Мангушев, И.В. Маркова, Б.Я. Черняк.* – М.:1985 – 284с. 4. *Пинский Ф.И., Мельдзин Н.Х.* Структурные особенности электронных адаптивных систем управления дизелем. Двигателестроение. 1988, №6, с. 14-16. 5. *Пинский Ф.И.* Оптимизация режима работы дизелей электронным управлением впрыска топлива. – Автореф. дис. доктора техн. наук. – Харьков, М., 1987. – 32с. 6.*Долгих И.Д.* Разработка систем автоматического непрерывно дискретного регулирования транспортных дизелей. - Автореф. дис. доктора техн. наук. – Харьков, ХИИТ., 1993. - 47с. 7. *Лиханов В.А., Сайкин А.М.* Снижение токсичности автотракторных дизелей. – М.:ВО АГРОПРОМИЗДАТ, 1991. 208с. 8. *Атаке М., Фалб П.* Оптимальное управление. – М.: Машиностроение, -1968. -764с. 9. *Борисенко А.М.* Теория и практика компьютеризованных информационно-визуальных систем для управления та диагностики дизель-генераторів: Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня доктора техн. наук/ Інститут електродинаміки НАН України. – Київ, 2010. – 31с.

Bibliography (transliterated). 1. Marine application of emission methods law speed diesel engines/*Grohe Ote//Hansa*.-1990.-127, NO22. – p.1526-1530. Engl. 2. *Kotikov Ju.G., Gorev A.Je., Blyankinshteyn N.M.* Cifrovye sistemy avtomaticheskogo upravlenija silovymi ustanovkami avtomobilej s dizel'nymi dvigateljami (obzor). Dvigatellestroenie, NO 4, 1985. 3. Itogi nauki i tehnik. Dvigateli vnutrennego sgoranija. Vol.4. *V.A. Lur'e, V.A. Mangushev, I.V. Markova, B.Ja. Chernjak.* – Moscow:1985 – 284p. 4. *Pinskij F.I., Mel'dzin N.H.* Strukturnye osobennosti jelektronnyh adaptivnyh sistem upravlenija dizelem. Dvigatellestroenie. 1988, NO 6, p. 14-16. 5. *Pinskij F.I.* Optimizacija rezhima raboty dizelej jelektronnym upravleniem vpryska topliva. – Avtoref. dis. doktora teh. nauk. – Khar'kov, 1987. – 32p. 6. *Dol'gih I.D.* Razrabotka sistem avtomaticheskogo nepreryvno diskretnogo regulirovanija transportnyh dizel'j. - Avtoref. dis. doktora teh. nauk. – Khar'kov, HIIT., 1993. – 47p. 7. *Lihanov V.A., Sajkin A.M.* Snizhenie toksichnosti avtotraktornyh dizelej. – Moscow:VO AGROPROMIZDAT, 1991. - 208p. 8. *Atake M., Falb P.* Optimal'noe upravlenie. – Moscow: Mashinostroenie, -1968. -764p. 9. *Borisenko A.M.* Teorija i praktika komp'juterizovanih informacijno-vimirjuval'nih sistem dlja upravlinnja ta diagnostiki dizel'-generatoriv: Avtoreferat disertacii na zdobuttja naukovogo stupenja doktora teh. nauk/ Institut elektrodinamiki NAN Ukraini. – Kiiv, 2010. – 31p.

Поступила (received) 22.12.2014

В.Я. ДВАДНЕНКО, канд. техн. наук, доц. ХНАДУ, Харьков

ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ КОНВЕРСИОННОГО ГИБРИДНОГО АВТОМОБИЛЯ

Рассмотрены особенности применения тягового вентильного электродвигателя на основе генераторной синхронной электрической машины для конверсии обычного автомобиля в подзаряжаемый гибридный автомобиль. Предложена методика обеспечения устойчивости такого электродвигателя с помощью электронного управления компенсацией реакции якоря. Разработан и практически реализован на основе разработанной методики блок управления возбуждением вентильного электродвигателя на основе автомобильного генератора Г290.

Ключевые слова: компенсация реакции якоря, вентильный электродвигатель, конверсия автомобиля, гибридный автомобиль, электропривод.

Введение. Конверсия обычного автомобиля в подзаряжаемый гибридный автомобиль обеспечивает существенное, в несколько раз, снижение стоимости километра пробега и также существенное снижение вредных выбросов. Происходит это при эксплуатации автомобиля за счет замены неэкономичных режимов работы ДВС на электропривод, когда вместо углеводородного топлива расходуется значительно более дешевая электроэнергия тяговой аккумуляторной батареи (ТАБ), запасенная в основном при зарядке от сети, а также при рекуперации. Но для такой конверсии необходим недорогой и одновременно имеющий подходящие характеристики тяговой электродвигатель. Вентильные электродвигатели (ВЭД) с возбуждением от высококоэрцитивных постоянных магнитов широко применяются в гибридных автомобилях и электромобилях. Они имеют высокие значения мощности и КПД при минимальных габаритах и весе, а также имеют подходящую для тягового электропривода механическую характеристику. Однако такие тяговые вентильные электродвигатели, имеют высокую стоимость, что снижает экономическую привлекательность преобразования обычного автомобиля в подзаряжаемый гибридный автомобиль.

Анализ публикаций. В работах [1-3] показано, что ВЭД, который удовлетворяет требованиям к гибриднему электроприводу для конверсии, может быть создан на базе синхронной электрической машины разработанной в качестве мощного автомобильного генератора. Для этого в ней нужно установить датчики положения ротора и микроконтроллер, который по сигналам этих датчиков обеспечит соответствующую работу силовой электроники - управляемого трехфазного моста, формирующего из постоянного напряжения ТАБ переменные напряжения якорных обмоток этого ВЭД [1].

© В.Я. Двадненко, 2014

В автомобильных генераторах применяют синхронные электрические машины с электромагнитным возбуждением. Электромагнитное возбуждение в ВЭД по сравнению с возбуждением от высококоэрцитивных постоянных магнитов несколько уменьшает КПД, но одновременно имеет ряд полезных для гибридного автомобиля преимуществ. Среди них – возможность организовать регулирование во второй зоне посредством управления потоком возбуждения. Это позволяет расширить рабочий диапазон скоростей вращения ротора, а значит, увеличить передаточное число от ВЭД к ведущим колесам. В результате удается повысить пусковой вращающий момент без увеличения запаса мощности ВЭД. Вторым преимуществом использования ВЭД с электромагнитным возбуждением является меньший тормозной момент в обесточенном состоянии, что улучшает накат гибридного автомобиля. Третье преимущество – возможность простого управления ВЭД в режиме высокоскоростного холостого хода и рекуперации (генераторном режиме) путем регулировки относительно небольшого тока системы возбуждения [3].

Конструкция ВЭД на основе автомобильного генератора хорошо приспособлена к работе в подкапотном пространстве автомобиля, а благодаря массовому выпуску автомобильных генераторов стоимость ВЭД получается относительно невысокой. Эти обстоятельства делают перспективной разработку ВЭД на основе автомобильных генераторов.

Цель и постановка задачи. Синхронная электрическая машина с независимым электромагнитным возбуждением, разработанная в качестве автомобильного генератора переменного тока, может быть основой для тягового ВЭД. Однако, в случае применения этой электрической машины в режиме ВЭД, возникает необходимость решить некоторые проблемы. Одной из таких проблем является обусловленное реакцией якоря нарушение электрической и механической устойчивости [6]. В гибридном автомобиле в режиме тягового электропривода такая неустойчивость проявляется в виде сильных ударных перегрузок в трансмиссии и ухудшении разгонной динамики. Целью данной работы является выбор методики компенсации реакции якоря в электрической машине с вращающейся обмоткой возбуждения для обеспечения необходимой устойчивости ВЭД, разработанного на основе автомобильного генератора. Кроме того, целью работы является разработка варианта схематехнического решения, позволяющего на практике реализовать эту методику.

Разработка методики обеспечения устойчивости ВЭД. В качестве тяговых ВЭД используют синхронные машины, включенные по схемам с достаточно малым межкоммутационным интервалом. Для таких ВЭД в установившемся режиме может быть использована стандартная модель электропривода постоянного тока в предположении о бесконечно малом

межкоммутационном интервале без учета реакции якоря и индуктивности фазных обмоток якоря [3-5]. В этом случае для якорной цепи ВЭД применимо следующее уравнение баланса напряжений:

$$U - E - R_{я}I_{я} = 0, \quad (1)$$

где: U – питающее напряжение ВЭД,

E – ЭДС вращения,

$R_{я}$ – суммарное сопротивление якорной цепи,

$I_{я}$ – ток якоря.

С учетом указанных выше упрощений ЭДС вращения E и вращающий момент M для ВЭД определяются соответственно из выражений:

$$E = k\Phi\omega, \quad (2)$$

$$M = k\Phi I_{я}, \quad (3)$$

где: ω – угловая скорость ВЭД,

Φ – магнитный поток возбуждения.

Величина Φ без учета реакции якоря будет постоянной. Величина конструктивного коэффициента k в (2) и (3) в системе СИ одинакова и определяется выражением: $k = pN/(2\pi a)$, где: p – число пар полюсов, N – число активных проводников, a – число параллельных ветвей якорной обмотки [3]. Для расчета механической и токоскоростной характеристик ВЭД существенную трудность вызывает определение магнитного потока возбуждения Φ . Поэтому целесообразно определить необходимое для расчетов произведение $k\Phi$ следующим расчетно-экспериментальным путем. Из (1) и (2) для режима холостого хода ВЭД, получаем необходимую для дальнейших расчетов величину $k\Phi$:

$$k\Phi = (U - R_{я}I_{я\text{хх}})/\omega_{\text{хх}}. \quad (4)$$

Величины $I_{я\text{хх}}$ – ток якоря и $\omega_{\text{хх}}$ – угловая скорость ротора полученные экспериментально в режиме холостого хода ВЭД. Из выражений (1) и (2) получим зависимость угловой скорости ВЭД от тока якоря (токоскоростную характеристику):

$$\omega(I_{я}) = U/(k\Phi) - R_{я}I_{я}/(k\Phi). \quad (5)$$

Подставив в (5) выражение для тока $I_{я}$, полученное из (3), будем иметь зависимость угловой скорости ВЭД от момента на валу (механическую характеристику):

$$\omega(M) = U / (k\Phi) - R_{я} M / (k\Phi)^2. \quad (6)$$

Выражения (5) и (6) получены без учета реакции якоря, т.е. при $\Phi = \text{const}$. Для учета размагничивающего действия реакции якоря величина Φ может быть представлена в виде:

$$\Phi = \Phi(I_{я}) = \Phi_0 - \Delta\Phi(I_{я}), \quad (7)$$

где Φ_0 - поток, создаваемый током возбуждения,

$\Delta\Phi(I_{я})$ – зависящее от тока якоря уменьшение магнитного потока системы возбуждения ВЭД.

При подстановке в выражения (5) и (6) значения Φ из выражения (7), видим, что увеличение тока якоря увеличивает падение напряжения в цепи якоря и стремится уменьшить скорость вращения, а рост $\Delta\Phi(I_{я})$ при увеличении тока якоря, наоборот, стремится увеличить скорость вращения. Вид токоскоростной и механической характеристик зависит от того, какой из этих факторов будет преобладать. При более сильном влиянии падения напряжения характеристики имеют падающий характер, в случае преобладания действия реакции якоря возможен возрастающий характер. Преобладание действия реакции якоря имеет место для электрических машин независимого электромагнитного возбуждения с малым воздушным зазором между ротором и статором и высокой индукцией в этом зазоре. Эти особенности конструкции характерны и для автомобильных генераторов. Следует отметить, что в ВЭД с возбуждением от высококоэрцитивных постоянных магнитов преобладания действия реакции якоря не наблюдается, что обусловлено низкой относительной магнитной проницаемостью материала постоянных магнитов, что эквивалентно увеличению зазора [5].

Под устойчивой работой двигателя понимают его способность вернуться в точку равновесия после кратковременного воздействия возмущения, нарушившего это равновесие. Неустойчивая работа будет происходить при возрастающих механических характеристиках двигателя, поскольку, при возмущении любого знака, изменение момента будет приводить к увеличению этого возмущения. В общем виде критерием устойчивости будет неравенство $dM/d\omega < dM_c/d\omega$, где M_c момент сопротивления вращению электродвигателя [4].

Рассмотрим электрическую устойчивость ВЭД. Уравнение баланса напряжений в случае неустановившегося процесса имеет вид:

$$U - (k\Phi\omega + R_{я}I_{я}) = L dI_{я}/dt, \quad (8)$$

где L - индуктивность якорной цепи двигателя.

В установившемся режиме уравнение (8) совпадает с уравнением (1), поскольку в состоянии равновесия $dI_{я}/dt = 0$. При отклонении от состояния равновесия в случае увеличения тока устойчивость будет обеспечена, если

возникающие изменения соотношения между напряжением U и ЭДС $E = k\Phi(I_{я})\omega$ стремятся вернуть ток в первоначальное состояние, т.е. вызвать уменьшение тока. При этом производная $dI_{я}/dt$ будет отрицательной. Соответственно при уменьшении тока производная $dI_{я}/dt$ будет положительной. Поэтому, условием электрической устойчивости будет неравенство:

$$\frac{d}{dI} \left(L \frac{dI}{dt} \right) < 0$$

Для этого условия, учитывая уравнение (8), имеем:

$$\frac{d}{dI} [U - (k\Phi\omega + R_{я}I_{я})] < 0$$

Следовательно:

$$\frac{dU}{dI} < \frac{d}{dI} (k\Phi\omega + R_{я}I_{я}) \quad (9)$$

Из неравенства (9) видно, что для обеспечения электрической устойчивости нужно, чтобы при изменении тока сумма ЭДС вращения и падения напряжения в якорной цепи $k\Phi\omega + R_{я}I_{я}$ изменялась в большей степени, чем питающее напряжение U [6].

Как видно из выражений (5)-(7) и (9), для обеспечения как механической, так и электрической устойчивости необходимо компенсировать реакцию якоря, т.е. при увеличении тока якоря надо предотвратить или снизить уменьшение потока возбуждения. Для этого в электродвигателях постоянного тока с независимым возбуждением предусматривают дополнительную обмотку возбуждения, с последовательным согласным включением в цепь якоря. Такая обмотка содержит мало витков провода с большим сечением и называется компенсационной или стабилизирующей. Поскольку в автомобильном генераторе обмотка возбуждения, как правило, расположена на роторе, введение дополнительной компенсационной обмотки с током якоря крайне затруднительно и практически нецелесообразно. Для решения этой проблемы в ВЭД на основе автомобильного генератора, без изменения конструкции системы возбуждения, выбрана следующая методика компенсации реакции якоря.

1. Питание обмотки возбуждения осуществлять от ТАБ через управляемый импульсный понижающий преобразователь напряжения, поскольку в режиме ВЭД питающее напряжение существенно выше, чем рабочее напряжение генератора, под которое рассчитана обмотка возбуждения.

2. Установить датчик тока якоря (шунт или с датчиком Холла).

3. Обеспечить аналоговое или цифровое управление напряжением обмотки возбуждения $U_{ов}$ с учетом сигнала датчика якорного тока по закону:

$$U_{ов} = U_0 + rI_{я}, \quad (10)$$

где: U_0 – минимальное напряжение обмотки возбуждения,
 r – весовой коэффициент.

Величина r имеет размерность сопротивления и, чтобы не превышать допустимое напряжение на обмотке возбуждения, должна удовлетворять условию $U_0 + rI_{я\max} = U_{ном}$, где $I_{я\max}$ – максимальный ток якоря, $U_{ном}$ – номинальное рабочее напряжение генератора. Выбор напряжения U_0 сделать по результатам испытаний ВЭД на автомобиле. В частном случае может быть $r = R_{ш}$, где $R_{ш}$ сопротивление шунта в случае применения шунта в качестве датчика тока.

Управление напряжением, а не током обмотки возбуждения было выбрано по следующим причинам. Температурный режим ротора генератора рассчитан разработчиком так, чтобы питание обмотки возбуждения производилось во всех условиях от напряжения не более чем номинальное напряжение генератора. Например, для автомобильного генератора 6311.3701 (Г290) номинальное напряжение 28В, при температуре обмотки возбуждения 20°C ее сопротивление 7 ом, ток возбуждения 4А; при температуре 100°C сопротивление обмотки возбуждения 9,24 ом, ток возбуждения 3А, следовательно, при токовом управлении во всех условиях нужно иметь максимальный ток возбуждения 3А. Чтобы не допустить снижения момента при токовом управлении возбуждением, нужно учитывать еще и температуру обмотки возбуждения, что ведет к неоправданному усложнению схемы.

Практическая реализация компенсации реакции якоря. Устройство питания системы возбуждения с компенсацией реакции якоря было разработано для ВЭД на основе генератора Г290 и установлено на конвертированном гибридном автомобиле «Ланос-пикап». Конверсия была произведена на кафедре автомобильной электроники Харьковского национального автомобильно-дорожного университета. Функциональная схема ВЭД с компенсацией реакции якоря приведена на рис.1. В схеме использованы следующие сокращения: Ш – шунт (датчик тока), БУВ – блок управления возбуждением, ОВ – обмотка возбуждения, СЭМ – синхронная электрическая машина, Q1 ... Q6 – силовые ключи управляемого трехфазного моста контроллера ВЭД, С1 – емкость, отсекающая индуктивность соединительных проводов. Основной причиной изменения тока якоря, приводящей к нестабильности, является изменение ЭДС вращения, а конкретно изменение угловой скорости ВЭД (скорости автомобиля). Поэтому постоянная времени этого процесса велика (сотни миллисекунд или секунды). Для эффективной компенсации нестабильности постоянные времени датчика и исполнительного устройства должны быть существенно меньше постоянной времени изменения ЭДС вращения.

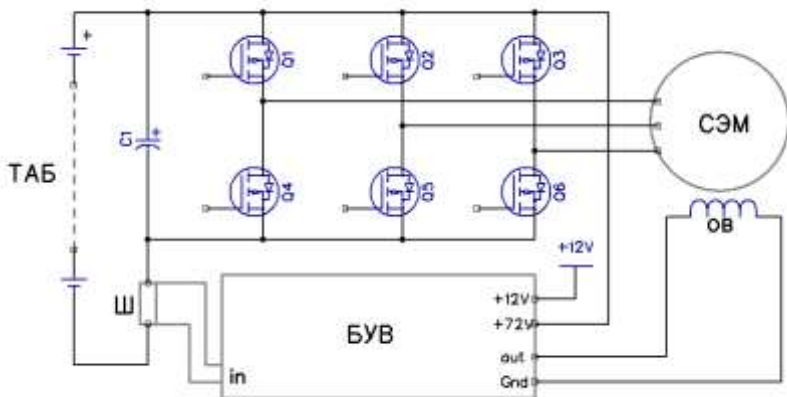


Рис.1. - Функциональная схема ВЭД с компенсацией реакции якоря.

Как видно из рис.1, постоянная времени датчика тока определяется произведением $C1 \cdot R_n$, где $R_n = U/I_a$. Для гибридного автомобиля «Ланос-пикап» в инверторе ВЭД $C1 = 6600$ мкФ, при средних значениях тока якоря значение $R_n = 1,44$ Ом, следовательно, постоянная времени для датчика тока около 10 мс. Постоянная времени для обмотки возбуждения генератора Г290 определяется отношением $L_{об} / R_{об}$, где $L_{об} = 68$ мГ и $R_{об} = 7$ Ом, соответственно индуктивность и активное сопротивление обмотки возбуждения. Постоянная времени для обмотки возбуждения также получается около 10 мс. Следовательно, вышеуказанное условие эффективной компенсации выполняется. Принципиальная схема блока управления возбуждением, приведена на рис.2. При разработке импульсного блока управления возбуждением учитывались следующие условия. Один из выводов обмотки возбуждения и минус ТАБ соединены с массой автомобиля; $U_{ном} = 28$ В; $U = 50...72$ В; для силового ключа желательно применение транзистора с n-каналом; напряжение на шунте (датчике тока) при максимальном токе якоря – 110 мВ; при перегрузке или коротком замыкании на выходе схема должна переходить в режим стабилизации тока 6...7 А; уточненное при испытаниях значение $U_o = 26$ В. Для реализации описанной выше методики компенсации якоря был выбран ШИМ-контроллер U1 SC3524N. Этот контроллер в режиме монтажного ИЛИ имеет эффективный диапазон длительности рабочего цикла 0...90% и поэтому позволяет получить требуемое на выходе напряжение во всем диапазоне входных напряжений. Кроме того он имеет встроенный источник опорного напряжения и схему ограничения тока, что позволяет уменьшить число деталей на плате. Для управления силовым ключом Q1 с n-каналом в схеме применен драйвер верхнего ключа - микросхема U2 IR2117.

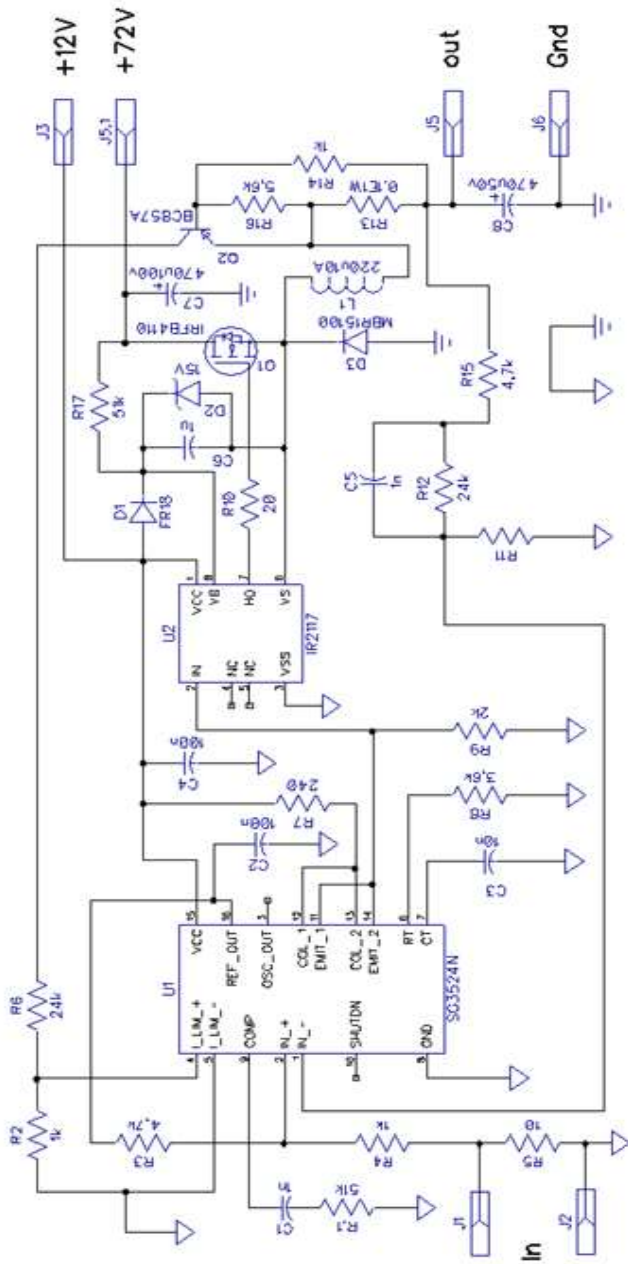


Рис.2. Принципиальная схема блока управления возбуждением

Этот драйвер имеет бустрепное питание, для которого задействованы элементы $D1, D2, C6, R17$. Понижающий импульсный преобразователь ($Q1, D3, L1, C6$) имеет относительно высокую рабочую частоту - 100 кГц, что позволяет уменьшить габариты катушки индуктивности $L1$. Рабочая частота задана в контроллере $U1$ резистором $R8$ и конденсатором $C3$. Часть выходного напряжения блока после делителя $R11, R12, R15$ подана на вход IN_- компаратора микросхемы $U1$, а опорное напряжение полученное из стабильного напряжения $REF_OUT 5V$ с помощью делителя $R3, R4$ подано на вход IN_+ . С этим опорным напряжением просуммировано входное напряжение U_{in} , снимаемое с шунта Ш (рис.1), $U_{in} = R_{ш}I_{я}$, что вводит зависимость напряжения на обмотке возбуждения от тока якоря и позволяет обеспечить компенсацию реакции якоря. Выбором номиналов делителей эта компенсация может быть оптимизирована таким образом, чтобы выполнялись требования условия (10) при отсутствии ударов в трансмиссии во всех режимах эксплуатации гибридного автомобиля, и в то же время величина напряжения U_0 , а значит жесткость механической характеристики, оставались достаточно высокими. Кроме того, излишне уменьшенный магнитный поток возбуждения снижает разгонную динамику автомобиля и уменьшает КПД ВЭД. Резистор $R5$ предотвращает попадание на выход высокого напряжения при обрыве цепи сигнала токоизмерительного шунта. Защита от короткого замыкания и перегрузок осуществляется подачей напряжения более 200 мВ на вход I_LIV_+ контроллера $U1$. Это напряжение появляется, когда падение напряжения на токоизмерительном резисторе $R13$ обеспечит открывание транзистора $Q2$. Резисторы $R14, R16$ позволяют точнее установить порог ограничения тока, а резисторы $R2, R6$ ограничивают напряжение на входе I_LIV_+ контроллера $U1$. Элементы схемы $C1, C5, R1$ обеспечивают компенсацию контура обратной связи понижающего импульсного стабилизатора, а конденсаторы $C2, C4$ и $C7$ выполняют функцию блокировки питающих напряжений. При разработке печатной платы блока учитывалось необходимое в силовой электронике разделение цепей сигнальной земли (в виде треугольника) и силовой земли (в виде горизонтальных черточек), которые имеют соединение между собой только в одном месте.

Выводы. Предложенная методика компенсации реакции якоря для ВЭД, сделанного на основе мощного автомобильного генератора, позволяет обеспечить устойчивую работу электропривода гибридного автомобиля во всех режимах, при этом сохраняется возможность иметь механическую характеристику с высокой жесткостью, а также иметь высокий КПД ВЭД. Разработанная схема понижающего импульсного преобразователя позволяет осуществить не только экономичное питание обмотки возбуждения ВЭД от ТАБ гибридного автомобиля, но и обеспечить механическую и электрическую устойчивость электропривода. Предложенная методика и ее схемная реализация проверены на практике в конверсионном гибридном

автомобиле «Ланос-пикап». Результаты испытаний подтвердили эффективность технического решения.

Список литературы. 1. *Бажинов О.В.* Конверсія легкового автомобіля в гібридний. /*Бажинов О.В., Двадненко В.Я., Хакім М.,* – Харків: ХНАДУ, 2014. – 200 с. 2. *Бажинов О.В.* Синергетичний автомобіль. Теорія і практика / *Бажинов О.В., Смирнов О.П., Серіков С.А., Двадненко В.Я.,* – Харків: ХНАДУ, 2011. – 236 с. 3. *Двадненко В.Я.* Особенности двухзонного регулирования вентиляльного электропривода гибридного автомобиля / *В.Я. Двадненко, С.А. Сериков // 75-я Международная научно-техническая конференция ААИ «Перспективы развития автомобилей. Развитие транспортных средств с альтернативными энергоустановками», 14.11 – 15.11.2011 – г. Тольятти, Россия – 2011.* 4. *Ключев В.И.* Теория электропривода / *В.И. Ключев:* - М: Энергоатомиздат, 2001. – 697 с. 5. *Овчинников И.Е.* Вентильные электрические двигатели и привод на их основе / *И.Е. Овчинников:* – СПб: Корона-век, 2006. – 336 с. 6. *Богдан Н.В.* Троллейбус. Теория, конструирование, расчет. / *Н.В. Богдан, Ю.Е. Атаманов, А.И. Сафонов* – Минск: Ураджай, 1999. – 262 с.

Bibliography (transliterated). 1. *Bazhinov O.V.* Konversiya legkovogo avtomobilya v gibridniy. /*Bazhinov O.V., Dvadenko V.Ya., Hakim M.,* – Kharkiv: HNADU, 2014. – 200 p. 2. *Bazhinov O.V.* Sinergetichnyy avtomobil'. Teoriya i praktika / *Bazhinov O.V., Smirnov O.P., Serikov S.A., Dvadenko V.Ya.,* – Kharkiv: HNADU, 2011. – 236 p. 3. *Dvadenko V.Ya.* Osobennosti dvuhzonovogo regulirovaniya ventil'nogo elektroprivoda gibridnogo avtomobilya / *V.Ya. Dvadenko, S.A. Serikov // 75-ya Mezhdunarodnaya nauchno-tehnicheskaya konferentsiya AAI «Perspektivy razvitiya avtomobiley. Razvitie transportnyh sredstv s al'ternativnymi energoustanovkami», 14.11 – 15.11.2011 – Tol'yatti, Rossiya – 2011.* 4. *Klyuchev V.I.* Teoriya elektroprivoda / *V.I. Klyuchev:* - Moscow: Energoatomizdat, 2001. – 697 p. 5. *Ovchinnikov I.E.* Ventil'nye elektricheskie dvigatel i privod na ih osnove / *I.E. Ovchinnikov:* – SPb: Korona-vek, 2006. – 336 p. 6. *Bogdan N.V.* Trolleybus. Teoriya, konstruirovaniye, raschet. / *N.V. Bogdan, Yu.E. Atamanov, A.I. Safonov* – Minsk: Uradszhay, 1999. – 262p.

Поступила (received) 25.12.2014

П. А. КАЧАНОВ, д-р. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
О. Н. ЕВСЕЕНКО, аспирант каф. АиУТС, НТУ «ХПИ»;

ПОДДЕРЖАНИЕ ЗАДАННОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ИНЕРЦИОННОГО ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИМ- РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПРЕДСКАЗАНИЕМ

Использован метод управления инерционными тепловыми объектами с предсказанием, разработан аппаратно-программный комплекс для исследования тепловых законов управления, получены разгонные характеристики теплового объекта, рассчитан максимально допустимый период дискретизации переходного процесса по теореме Котельникова (теорема Найквиста-Шеннона), выбрана частота дискретизации, проведён натурный эксперимент по управлению инерционным тепловым объектом.

Ключевые слова: инерционный объект, тепловой объект с сосредоточенными параметрами, объект с распределёнными параметрами, частота дискретизации, теорема Котельникова (теорема Найквиста-Шеннона), широтно-импульсная модуляция, предсказывающий фильтр.

Введение. Повышение цен на основные виды тепло- и энергоносителей заставляет отказаться от традиционных способов управления теплоснабжением промышленных, офисных зданий и помещений и перейти к так называемым «интеллектуальным» системам управления на основе современной микропроцессорной техники.

Как известно, поиск управляющего воздействия на тепловой объект требует решения обратной задачи теплопроводности – то есть, для заданного распределения температур в настоящее время ищется управляющее воздействие, которое уже в прошлом.

Для тепловых объектов наиболее распространённым видом управляющего воздействия в автоматических системах управления является ступенчатая функция [1], недостатками которой в тепловых системах, особенно с электронагревателями, являются сложность управления нагревателями большой мощности и постоянная работа источника питания. Предлагается перейти к ШИМ-регулированию с предсказанием, при котором регулирующий элемент работает в ключевом режиме и имеет только два состояния, что существенно упрощает техническую реализацию регулирующего элемента, позволяет вырабатывать требуемое количество тепла, снизив энергопотребление и уменьшив общее время работы нагревателя.

Цель исследований заключается в предварительном расчёте тепловых коэффициентов, предсказании изменения температуры объекта и практическом подтверждении метода управления тепловыми объектами с распределёнными параметрами [2] с помощью ШИМ-регулирования с применением предсказывающего фильтра [3].

© О. Н. Евсеенко, П. А. Качанов, 2014

Для реализации предложенного способа на стадии подготовки необходимо снять переходные характеристики объекта регулирования и по полученным кривым определить длительность переходного процесса в объекте — $t_{пн}$ [4].

В качестве объекта исследований была выбрана стальная труба размерами: длина 355 мм., диаметр 32 мм., с намотанным на одном конце нагревателем длиной 82 мм. от начала трубы. Данные с датчиков снимались с периодом, равным 5 секундам.

Для объекта с одним нагревателем и пятью датчиками, равноудалёнными друг от друга на 50 мм., получены переходные характеристики, представленные на рис. 1.

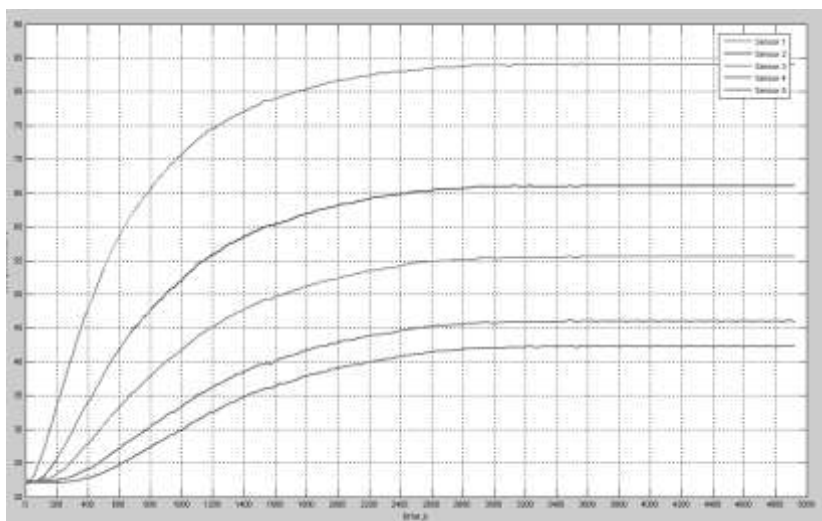


Рис. 1 — Переходные характеристики теплового объекта для пяти датчиков

Для исследования предлагаемого метода управления был выбран первый датчик, расположенный на расстоянии 50 мм. от конца нагревателя, его переходная характеристика представлена на рис. 2.

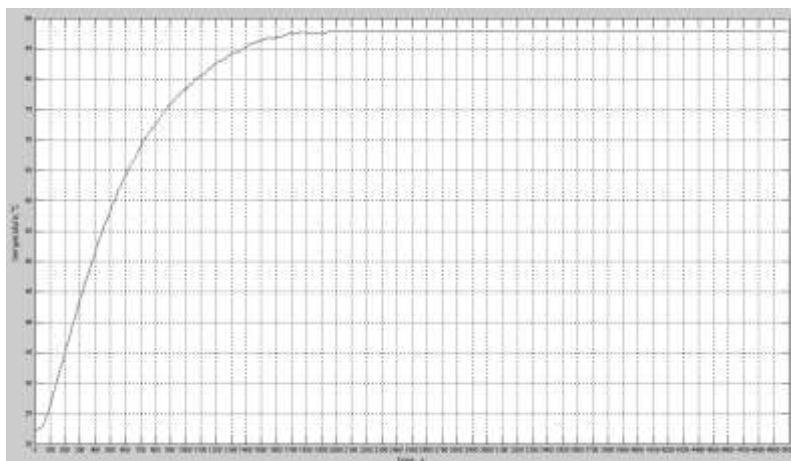


Рис. 2 — Переходная характеристика объекта для первого датчика

На объект наложены ограничения – в диапазоне рабочих температур объект принят линейным, стационарным, с самовыравниванием. Управляющее воздействие формируется в виде импульсов, которые начинаются в моменты времени, кратные выбранному периоду дискретизации, а длительность импульсов определяют по приведенному ниже алгоритму. Температура окружающей среды в ходе снятия соответствующих характеристик постоянна.

Получение разгонных кривых является решением прямой задачи теплопроводности. Её решение заключается в отыскании температуры тела, удовлетворяющей дифференциальному уравнению теплопроводности (1) и условиям однозначности [5].

$$\frac{\partial U}{\partial t} - \alpha \left(\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} \right) = 0, \quad (1)$$

где $U(x,y,z,t)$ — функция трёх пространственных переменных (x,y,z) ,

t — время, α — положительная константа.

Отыскание граничных условий, в том числе и плотности теплового потока, по имеющейся информации о температуре объекта является предметом решения обратной задачи теплопроводности [6].

Для решения обратной задачи теплопроводности необходимо определить частоту дискретизации, с которой будет восстановлен результат. Для этого изначально необходимо получить график спектров функций переходного процесса.

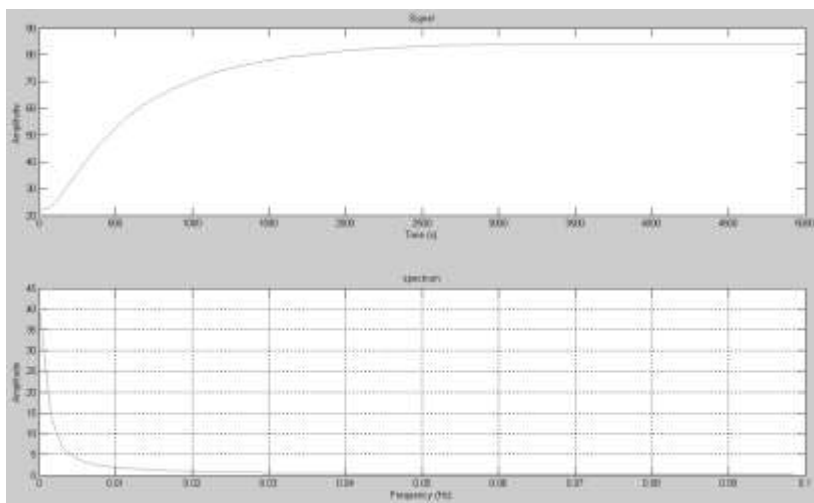


Рис. 3 — Спектр функции переходного процесса

Используя алгоритмы быстрого преобразования Фурье в пакете программ MatLab, был получен спектр переходной характеристики первого датчика (рис. 3).

Для дискретизации аналогового сигнала без потери информации частота отсчётов должна быть как минимум в два раза выше верхней граничной частоты спектра сигнала. Определим граничную частоту по уровню 0.707 от максимального значения АЧХ (рис.3):

$$f_c = 0.0073 \text{ Гц}$$

По теореме Котельникова-Найквиста (2) найдем минимальную частоту и период дискретизации:

$$f_{\min} > 2f_c; \quad (2)$$

$$T < \frac{1}{2f_c}, \quad (3)$$

где f_{\min} — частота дискретизации;

f_c — верхняя граничная частота спектра;

T — период дискретизации.

Тогда для каждой функции переходного процесса из соотношений (2) и (3) вычислим частоту и период дискретизации:

$$f_{\min} = 0.0073 \cdot 2 = 0.0146 \text{ Гц};$$

$$T = \frac{1}{0.0146} = 68.49 \text{ с};$$

Время транспортного запаздывания объекта составляет 38 с.

Однако необходимо отметить, что теорема даёт лишь максимальный период, или минимальную частоту дискретизации, что не обеспечивает минимальную методическую ошибку управления. Также необходимо учесть, что чем меньше период дискретизации, тем большее количество коэффициентов необходимо для расчетов предсказания. Исходя из этих условий, период дискретизации был выбран равным $T = 50$ с.

Далее время переходного процесса $t_{\text{пн}}$ необходимо разделить на N равных интервалов длительностью $t_d = T$, в соответствии с выбранным периодом дискретизации, и на интервалах $j \cdot t_d$, где $1 \leq j \leq N$, необходимо снять переходные характеристики объекта под влиянием импульсных сигналов длительностью $j \cdot t_d$.

В точках $j \cdot t_d$, где $j \cdot t_d = 1 \cdot t_d, 2 \cdot t_d, \dots, N \cdot t_d$ — измеряется значение выходного сигнала (температуры) $\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_N$. (рис. 4).

Для линейных объектов справедливо утверждение, что характер переходной функции не зависит от величины (амплитуды) управляющего воздействия, т.е. отношение выходного параметра объекта $Y(t)$ к управляющему воздействию X есть величина постоянная для одного и того же момента времени, для всех X :

$$K = \frac{Y(t)}{X} \Big|_{t=\text{const}} = \text{const}, (0 < X < X_{\text{max}}), \quad (4)$$

где X_{max} — максимальное значение управляющего воздействия, при котором сохраняются линейные свойства объекта управления [7].

По формуле:

$$\eta_{i,j} = \frac{\Delta\theta_i}{Q \cdot t_{uj}} \Big|_{t_{uj} = t_d \cdot j} \quad (5)$$

рассчитываются соответствующие коэффициенты передачи теплового воздействия $\eta_{i,j}$ для управления тепловым полем в момент времени j ,

где $\Delta\theta_i$ — приращение температуры на j -том интервале $1 \leq j \leq N$;

Q — мощность теплового потока;

t_{uj} — длительность импульса;

Любое управляющее воздействие можно представить в виде суммы единичных функций. Для тепловых полей справедлив принцип суперпозиции, который заключается в том, что изменение температуры объекта равно сумме изменений температур, обусловленных каждым тепловым потоком (если их несколько) отдельно. Поэтому при воздействии на объект тепловым потоком, который имеет вид ШИМ-функции, при условии, что изменение ШИМ-функции происходит в моменты, кратные t_d ,

и при помощи массива коэффициентов $\eta_{i,j}$ можно рассчитать температуру объекта в любой момент времени кратный t_d .

После запуска системы программного регулирования начинается вычисление прогнозируемого изменения температуры объекта относительно начальной температуры Θ_0 .

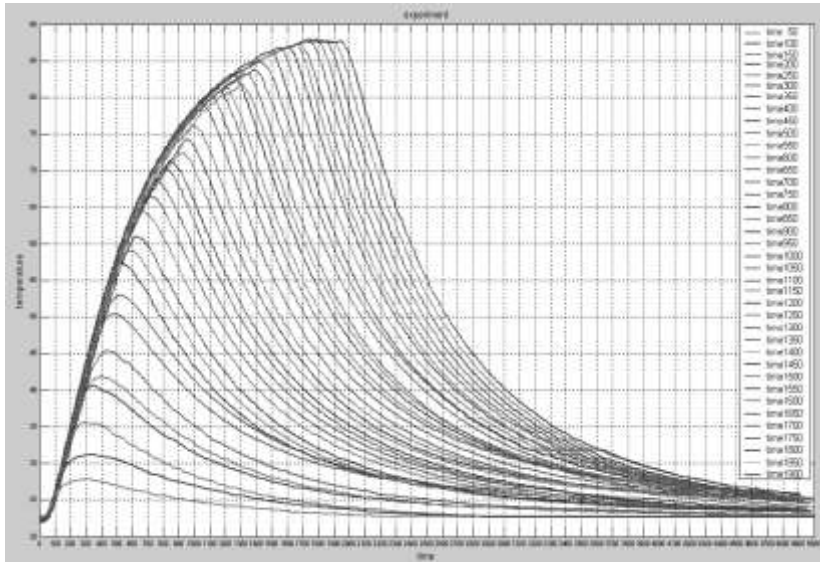


Рис. 4 — Полученные переходные характеристики длительностью $t_{uj} = t_d \cdot j$

Для вычисления величины управляющего воздействия, а именно длительности управляющего сигнала, при неизменной амплитуде теплового потока, который за промежуток времени $t_{uj} = t_d \cdot j$ выведет температуру объекта в точку, заданную программой, необходимо вычислить, в какую точку выйдет объект под действием управляющего воздействия, которое имело место до начала текущего интервала времени t_{uj} .

Поэтому прогнозируемое изменение температуры объекта в момент времени $t_{uj} = t_d \cdot j$ вычисляется без учета теплового потока, который подаётся в момент, когда время превысит $t_{uj} = t_d \cdot j$ по формуле:

$$\Theta_j = \sum_{i=1}^n \Theta_{i,j-i+1} = Q \cdot \sum_{i=1}^n t_{uj} \cdot \eta_{i,j-i+1}, \quad (6)$$

где Θ_j^P — расчётная прогнозируемая изменение температуры объекта в i -той точке в конце j -того интервала под воздействием теплового потока от нагревателя, подведённого в момент времени $t_{uj} = t_d \cdot j$.

Далее расчётная температура сравнивается с температурой, заданной программно. Разница с соответствующим знаком рассчитывается как:

$$\Delta_1 = \Delta\Theta_j^3 - \Delta\Theta_j^P, \quad (7)$$

где $\Delta\Theta_j^3$ — приращение температуры, заданное программой

Во время выполнения программы регулирования температура окружающей среды может изменяться. Для ряда объектов, у которых скорость изменения температуры окружающей среды намного меньше скорости изменения температуры объекта, переходными процессами, обусловленными колебаниями окружающей температуры, можно пренебречь. Однако эти колебания могут вызвать ошибку рассогласования, которую необходимо учитывать. С этой целью на элемент подаётся код приращения температуры задатчика на конец j -го интервала t_u и код приращения температуры датчика на этот же момент времени.

Разностный код равняется:

$$\Delta_2 = \Delta\Theta_{j-1}^3 - \Delta\Theta_{j-1}^D, \quad (8)$$

где $\Delta\Theta_{j-1}^D$ — вектор приращений измеренной температуры в точках.

Поскольку изменение окружающей температуры предсказать сложно и поскольку это изменение за время t_u чрезвычайно мало, принимается:

$$\Delta_2(j) = \Delta_2(j-1); \quad (9)$$

Исходя из этого, рассчитывается полное отклонение прогнозируемой температуры объекта от температуры, заданной программно. Суммарный вектор прогнозируемых ошибок рассогласования вычисляется по формуле:

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 = \Delta\Theta_j^3 - \Delta\Theta_j^P + \Delta\Theta_{j-1}^3 - \Delta\Theta_{j-1}^D; \quad (10)$$

Для того чтобы от начала j -го интервала времени и до его конца температура в точке стала равной заданной программно, необходимо подвести дополнительный тепловой поток, который вызовет равное по величине, но противоположное по знаку изменение температуры в данной точке. Для одного нагревателя, в данной точке пространства, это изменение должно удовлетворять уравнению:

$$Q \cdot \Delta t_{u,1} \cdot \eta_{j,1} + Q \cdot \Delta t_{u,2} \cdot \eta_{j,2} + \dots + Q \cdot \Delta t_{u,n} \cdot \eta_{j,n} = -\Delta_j, \quad (11)$$

или в матричной форме:

$$Q \cdot \{\Delta t_u\} \cdot [\eta] = -\Delta \quad (12)$$

где Δ — приращение температуры в конце интервала времени t_e ; $\{\Delta t_u\}$ — матрица строка приращений теплового потока;

Для n точек пространства необходимо составить n уравнений (12).

Далее по формуле (13) вычисляются значения длительностей импульсов:

$$\{\Delta t_u\} = \frac{-\Delta}{Q \cdot [\eta]}, \quad (13)$$

После вычисления значения длительности импульса Δt_u это значение подставляется в систему уравнений (11), решение которой даёт значение приращения полного теплового потока нагревателя.

Под влиянием подведенного к объекту тепла объект начинает изменять свою температуру на $\Delta\Theta_i^3$. После записи кода изменения температуры система начинает вычислять значение управляющего воздействия для интервала времени от $t_{uj} = j \cdot t_u$ до $t_{uj} = (j+1) \cdot t_u$. Процесс расчета возобновляется, как только закончится j -ый интервал времени.

Для реализации предложенного метода в качестве закона управления выбрана кривая, схожая по форме с кривой закалки инструментов (рис. 5). Заданная кривая имеет также сходство с графиком оптимальной среднесуточной температуры в помещении административного здания.

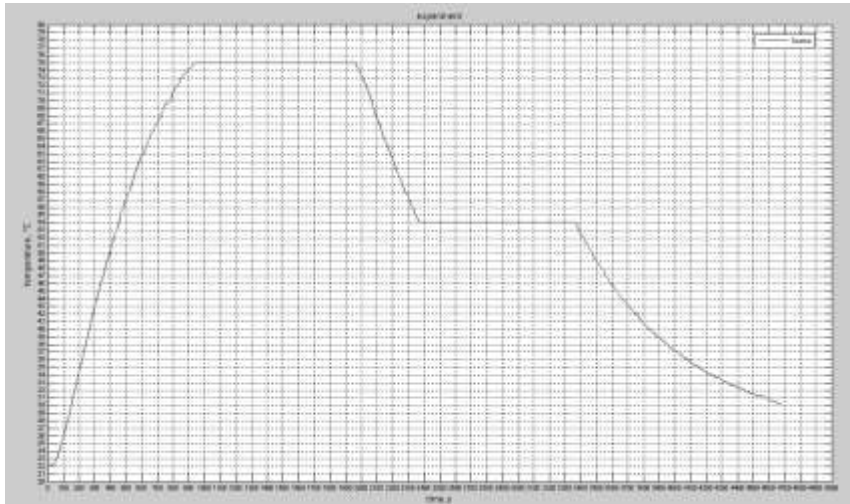


Рис. 5 — Заданная температурная кривая

По найденным ранее коэффициентам (5) в процессе работы программы происходит расчёт прогнозируемых значений температуры объекта (рис. 6) и по формуле (10) происходит принятие решения о включении нагревателя (рис. 8). Полученная температурная кривая представлена на рис.7.

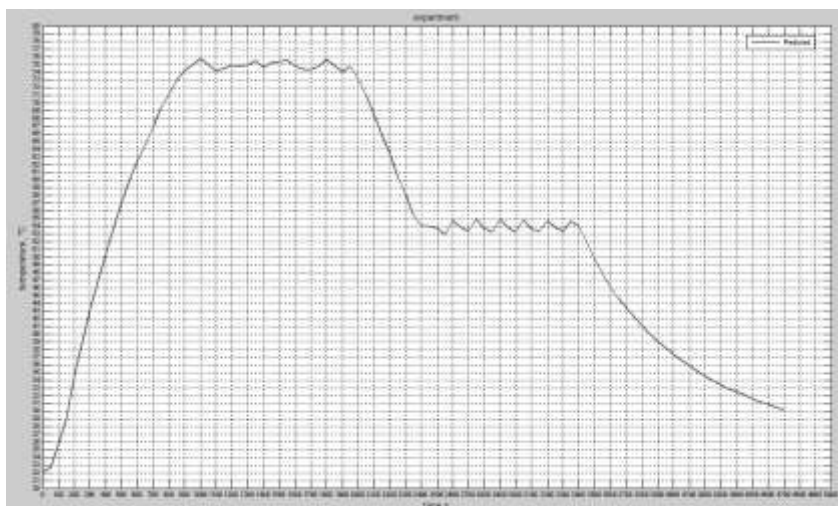


Рис. 6 — Кривая предсказания для заданного температурного режима объекта

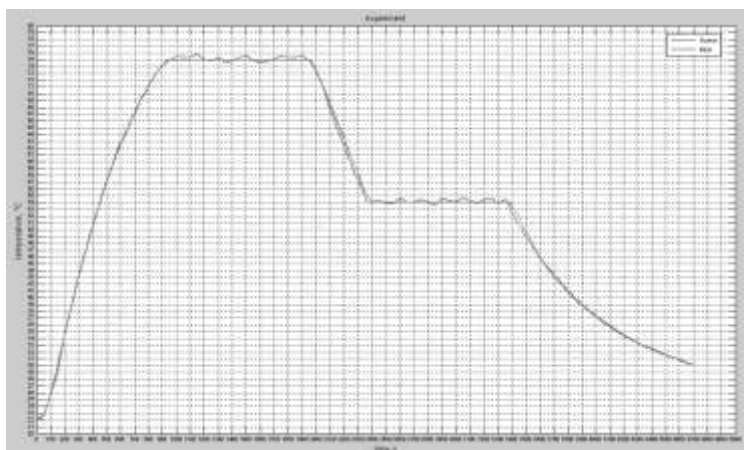


Рис. 7 — Реальный эксперимент для заданного температурного режима объекта

Далее находится погрешность результата.

Абсолютная и относительная приведенная к значениям заданной кривой погрешность определяется по формулам (14) и (15):

$$\Delta\theta = |\theta_{\text{iie}} - \theta_0| ; \quad (14)$$

$$\delta_{\text{іоі}} = \frac{\Delta\theta}{\theta_{\text{ііе}}} \cdot 100\%, \quad (15)$$

где $\theta_{\text{ііе}}$ — полученное значение температуры;

θ_0 — заданное значение температуры;

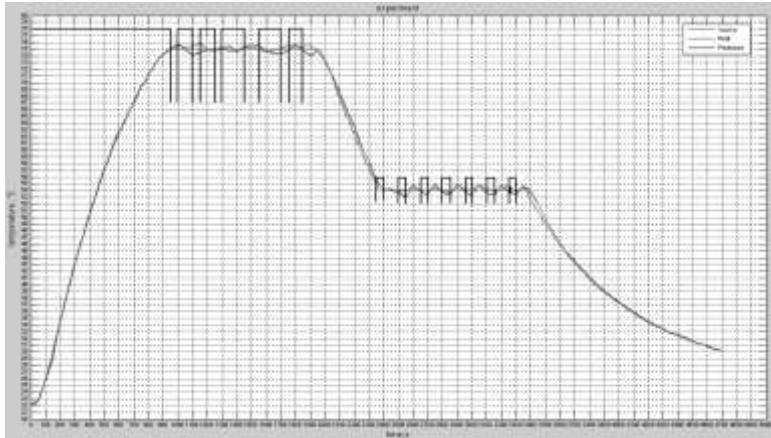


Рис. 8 — Импульсы управления температурного режима объекта

Для участка, где заданная температура = 75 °С, абсолютная и относительная погрешности равняются:

$$\Delta\theta = |75.7 - 75| = 0.7 \text{ °С};$$

$$\delta_{\text{іоі}} = \frac{0.7}{75} \cdot 100\% = 0.933\% ;$$

Для участка, где заданная температура = 54 °С, абсолютная и относительная погрешности равняются:

$$\Delta\theta = |53.5 - 54| = 0.5 \text{ °С};$$

$$\delta_{\text{іоі}} = \frac{0.5}{54} \cdot 100\% = 0.926 \% ;$$

Вывод: Разработан аппаратно-программный комплекс для исследования законов управления тепловыми объектами, включающий в себя объект управления, нагреватель, датчики температуры, контроллер и программу управления.

Предложенный способ относится к системам управления температурой объекта по заданной программе и может быть реализован на различных объектах в энергетике, химической, металлургической, пищевой, жилищно-бытовой и в других областях промышленности.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что данный метод дал приемлемый результат даже для температурно-нестабилизованных условий. Натурный эксперимент показал, что уменьшением периода дискретизации и увеличением интервала предсказаний можно добиться снижения погрешности.

Список литературы: 1. Солодовников В. В. Теория автоматического управления техническими системами : [учеб. пособие] / В. В. Солодовников, В. Н. Плотников, А. В. Яковлев. – М. : Изд-во МГТУ, 1993. – 492 с. : ил. 2. Бутковский А. Г. Методы управления системами с распределенными параметрами / А. Г. Бутковский. – М. : Наука. Глав. ред. физ-мат. лит., 1975. – 568 с. 3. Спосіб програмного управління тепловим об'єктом з застосуванням широтно-імпульсної модуляції : патент на корисну модель № 81276 Україна : МПК G05D 23/19 (2006.01) / Савицький С. М., Гапон А. І., Качанов П. О., Євсєнко О. М., Вискребєнцев В. О. ; заявник Нац. техн. ун-т «Харків. політехн. ін-т». – № u201300059 ; заявл. 02.01.2013 ; опубл. 25.06.2013 , Бюл. № 12. – 4 с. 4. Теория автоматического управления. В 2 ч. Ч. 1. Теория линейных систем автоматического управления / [Н. А. Бабаков и др.] ; под ред. А. А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1986. – 367 с. : ил. 5. Коротких А. Г. Теплопроводность материалов : учеб. пособие / А. Г. Коротких ; Томский политехн. ун-т. – Томск : Изд-во Томского политехн. ун-та, 2011. – 97 с. 6. Теория и техника теплофизического эксперимента : [учеб. пособие] / Ф. Гортышов [и др.] ; под ред. В. К. Шукина. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 360 с. 7. Математическая модель предсказывающего фильтра для системы управления тепловыми объектами / Гапон А. И., Рудакова Н. А., Савицкий С. М., Коркин А. М. // Вісник НТУ «ХП» : зб. наук. пр. – Х., 2010. – № 20. – С. 27-33.

Bibliography (transliterated): 1. Solodovnikov V. V. Teorija avtomaticheskogo upravlenija tehničeskimi sistemami : [učeb. posobie] / V. V. Solodovnikov, V. N. Plotnikov, A. V. Jakovlev. – Moscow. : Izd-vo MG TU, 1993. – 492 p. 2. Butkovskij A. G. Metody upravlenija sistemami s raspredeleennymi parametrami / A. G. Butkovskij. – Moscow. : Nauka. Glav. red. fiz-mat. lit., 1975. – 568 p. 3. Sposib programnogo upravlinnja teplovim ob'ektom z zastosuvannjam širotno-impul'snoï moduljacii : patent na korisnu model' NO 81276 Ukraïna : MPK G05D 23/19 (2006.01) / Savic'kij S. M., Gapon A. I., Kachanov P. O., Evseenko O. M., Viskrebencev V. O. ; zjavnik Nac. tehn. un-t «Khark. politehn. in-t». – NO u201300059 ; zjavl. 02.01.2013 ; opubl. 25.06.2013 , Bjul. NO 12. – 4 p. 4. Teorija avtomaticheskogo upravlenija. V 2 ch. Ch. 1. Teorija linejnyh sistem avtomaticheskogo upravlenija / [N. A. Babakov i dr.] ; pod red. A. A. Voronova. – 2-e izd., pererab. i dop. – Moscow. : Vyssh. shk., 1986. – 367 p. 5. Korotkih A. G. Teploprovodnost' materialov : učeb. posobie / A. G. Korotkih ; Tomskij politehn. un-t. – Tomsk : Izd-vo Tomskogo politehn. un-ta, 2011. – 97 p. 6. Teorija i tehnika teplofizicheskogo jeksperimenta : [učeb. posobie] / F. Gortyšov [i dr.] ; pod red. V. K. Shhukina. – Moscow: Jenergoatomizdat, 1985. – 360 p. 7. Matematicheskaja model' predskazyvajushhego fil'tra dlja sistemy upravlenija teplovymi ob'ektami / Gapon A. I., Rudakova N. A., Savickij S. M., Korkin A. M. // Visnik NTU «KhPI» : zb. nauk. pr. – Kharkiv., 2010. – NO20. – P. 27-33.

Поступила (received) 25.11.2014

Д.В. КОТОВ, к.ф.-м.н., н.с., Институт ионосферы, Харьков;
А.В. БОГОМАЗ, н.с., Институт ионосферы, Харьков;
А.И. ЛЯЛЮК, м.н.с., Институт ионосферы, Харьков;
Д.А. ИСКРА, м.н.с., Институт ионосферы, Харьков

О ВЛИЯНИИ ОГИБАЮЩЕЙ ИЗЛУЧАЕМОГО РАДИОИМПУЛЬСА НА ОЦЕНКИ ПЛАЗМЕННЫХ ТЕМПЕРАТУР, ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ

Рассмотрено влияние формы огибающей зондирующего импульса на результаты решения обратной задачи радиофизики (оценка параметров ионосферной плазмы с помощью метода некогерентного рассеяния). Показано, что использование измеренной по разработанному алгоритму огибающей зондирующего радиоимпульса привело к существенному улучшению результатов решения обратной задачи радиофизики. Устранены систематические погрешности оценивания параметров ионосферы, которые возникали вследствие неучёта реальной формы огибающей импульса.

Ключевые слова: радар некогерентного рассеяния, функция неопределённости, огибающая импульса.

Введение. Постановка задачи. Сигнал, поступающий на систему обработки радара некогерентного рассеяния (НР), представляет собой сложную суперпозицию сигналов, рассеянных различными областями ионосферной плазмы. Это связано как с физическими особенностями процесса НР [1, 2], так и с инерционностью фильтра радиоприёмного устройства радара [3]. Корректное решение обратной задачи радиофизики (получение характеристик рассеивающей среды, таких как температуры ионов T_i и электронов T_e , по измеренному спектру НР сигнала) возможно лишь при условии использования адекватной модели измерительных преобразований. Такой моделью является двумерная функция неопределённости (ДФН) автокорреляционной функции (АКФ) НР сигнала [4, 5]:

$$A_{t-t'}(\tau, r) = \int_{-\infty}^{\infty} dv A_t(v, r) \overline{A_{t'}(v - \tau, r)}$$

Здесь $A_t(\tau, r) = g(t - \tau)P(\tau - 2r/c)$, g – импульсная характеристика радиоприёмного устройства радара, P – огибающая зондирующего радиоимпульса, τ – время задержки, r – расстояние до области рассеяния.

Как видно, для расчёта ДФН необходимо знать импульсную характеристику радиоприёмного устройства радара НР и огибающую радиоимпульса, излучаемого в ионосферу. На современном этапе получение

© Д. В. Котов, А. В. Богомаз, А. И. Лялюк, Д. А. Искра, 2014

импульсной характеристики радиоприёмного устройства с высокой точностью не вызывает трудностей.

Сложнее обстоит дело с определением характеристик огибающей радиоимпульса. Импульсная мощность передатчика харьковского радара НР составляет около 2 МВт [6]. При этом прямое измерение огибающей сигнала на выходе передатчика не представляется возможным и не является целесообразным, поскольку в реальных условиях имеют место дополнительные искажения, возникающие при прохождении мощного радиосигнала сквозь фидерный тракт и антенную систему. Использование направленных ответвителей также вносит дополнительные погрешности.

В связи с отмеченными обстоятельствами, до последнего времени при расчёте ДФН использовалось приближение идеально прямоугольной огибающей зондирующего радиоимпульса.

Цель настоящей статьи состоит в представлении результатов измерений огибающей мощного радиоимпульса, используемого для зондирования ионосферы на харьковском радаре НР, а также в оценивании степени влияния огибающей такого импульса на искомые оценки плазменных температур.

Методика измерения огибающей мощного зондирующего радиоимпульса. Результаты. Измерения проводились с помощью выносной антенны типа «волновой канал» по боковому лепестку диаграммы направленности антенны НДА-100. После приёма сигнала производилось его детектирование, что позволило выделить огибающую радиоимпульса. Запись продетектированного сигнала осуществлялась с помощью модуля аналого-цифрового преобразования (АЦП) Е20-10. Используемое программное обеспечение позволило оцифровать сигнал с шагом 1 мкс, что дало возможность отследить все особенности изменения огибающей. Синхронизация модуля АЦП производилась при помощи импульса запуска передатчика.

Подобная методика измерения огибающей позволила избежать упомянутых выше проблем и получить форму огибающей сигнала, излучаемого в ионосферу, т.е. с учётом искажений, вносимых фидерным трактом и антенной системой.

Результаты измерений представлены на рис. 1. Хорошо видно, что реальная форма огибающей отличается от прямоугольной, особенно в области переднего фронта импульса.

Результаты использования измеренной огибающей зондирующего импульса. Примеры рассчитанных высотных зависимостей плазменных температур представлен на рис. 2.

Видно, что применение более адекватной модели измерительных преобразований (ДФН АКФ НР сигнала рассчитана с использованием измеренной огибающей), привело к заметному изменению значений T_i и T_e как в ночное время, так и в дневные часы.

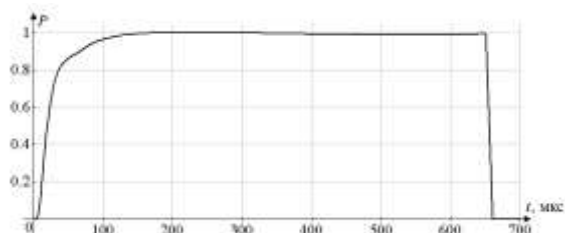


Рис. 1. – Измеренная огибающая зондирующего радиоимпульса

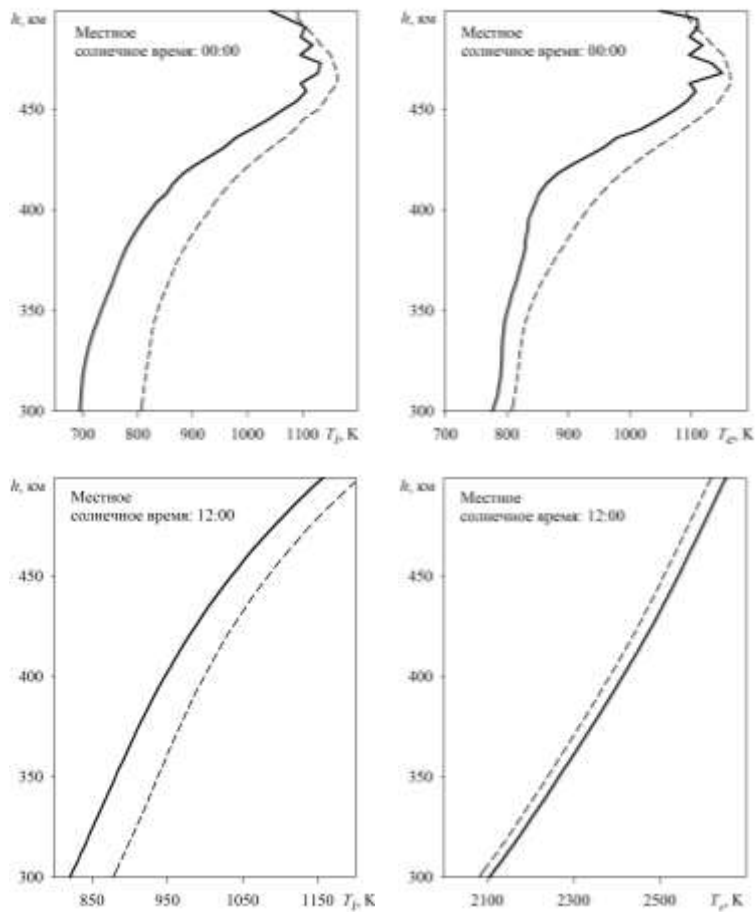


Рис. 2. – Результаты расчёта плазменных температур для ночных и дневных условий 25.03.2009 г. с использованием измеренной (сплошная линия) и прямоугольной (пунктир) огибающих зондирующего импульса

Можно сказать, что до сих пор расчётные температуры ионов систематически завышались (до 100 К в ночное время и до 50 К днём). Значения T_e имели сходный характер и величину смещения ночью, в дневные часы имела место обратная картина: температура электронов была занижена до нескольких десятков Кельвин.

Выводы. Проведенные исследования позволили выявить достаточно сильную чувствительность оценок искомым плазменных температур к изменениям формы огибающей зондирующего радиоимпульса. Использование измеренной огибающей позволило устранить систематическое смещение температуры ионов, которое для минимума солнечной активности достигало 100 К (15 %) в ночные часы. Такой результат является весьма значимым, поскольку для обеспечения приемлемой точности прогнозирования состояния атмосферы погрешность определения температуры ионов не должна превышать несколько процентов [7].

Список литературы: 1. Брунелли Б. Е. Физика ионосферы / Б. Е. Брунелли, А. А. Намгаладзе. – М.: Наука, 1988. – 528 с. 2. Лысенко В. Н. Измерение параметров ионосферы средствами корреляционной обработки некогерентно рассеянного сигнала / В. Н. Лысенко // Радиофизика и электроника. – 2002. – Т. 7. – № 1. – С. 82–88. 3. Эванс Дж. В. Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн / Дж. В. Эванс // ТИИЭР. – 1969. – Т. 8. – № 4. – С. 139–175. 4. Hysell D. L. Full profile incoherent scatter analysis at Jicamarca / D. L. Hysell, F. S. Rodrigues, J. L. Chau, J. D. Huba // Ann. Geophys. – 2008. – № 26. – P. 59–75. 5. Сюсюк М. Н. Моделирование двумерной функции неопределённости радара некогерентного рассеяния / М. Н. Сюсюк, Д. В. Котов, А. В. Богомаз // Вестник Национального технического университета “Харьковский политехнический институт”. – 2011. – № 44. – С. 81–84. 6. Таран В. И. Исследование ионосферы в естественном и искусственно возмущённом состояниях методом некогерентного рассеяния / В. И. Таран // Геоматематизм и аэронавтика. – 2001. – Т. 41. – № 5. – С. 659–666. 7. Picone J. M. NRLMSISE-00 empirical model of the atmosphere: Statistical comparisons and scientific issues / J. M. Picone, A. E. Hedin, D. P. Drob, A. C. Aikin // J. Geophys. Res. – 2002. – V. 107. – № A12. – P. 1–16.

Bibliography (transliterated): 1. Brjunelli B. E. Fizika ionosfery / B. E. Brjunelli, A. A. Namgaladze. – Moscow: Nauka, 1988. – 528 p. 2. Lysenko V. N. Izmerenie parametrov ionosfery sredstvami korreljacionnoj obrabotki nekogerentno rassejannogo signala / V. N. Lysenko // Radiofizika i jelektronika. – 2002. – V. 7. – NO 1. – P. 82–88. 3. Jevans Dzh. V. Teoreticheskie i prakticheskie voprosy issledovanija ionosfery metodom nekogerentnogo rassejanija radiovoln / Dzh. V. Jevans // TIIEr. – 1969. – V. 8. – NO 4. – P. 139–175. 4. Hysell D. L. Full profile incoherent scatter analysis at Jicamarca / D. L. Hysell, F. S. Rodrigues, J. L. Chau, J. D. Huba // Ann. Geophys. – 2008. – NO 26. – P. 59–75. 5. Sjusjuk M. N. Modelirovanie dvumernoj funkcii neopredeljonnosti radara nekogerentnogo rassejanija / M. N. Sjusjuk, D. V. Kotov, A. V. Bogomaz // Vestnik NTU “KhPI”. – 2011. – NO 44. – P. 81–84. 6. Taran V. I. Issledovanie ionosfery v estestvennom i iskusstvenno vozmushhenom sostojanijah metodom nekogerentnogo rassejanija / V. I. Taran // Geomagnetizm i ajeronomija. – 2001. – V. 41. – NO 5. – С. 659–666. 7. Picone J. M. NRLMSISE-00 empirical model of the atmosphere: Statistical comparisons and scientific issues / J. M. Picone, A. E. Hedin, D. P. Drob, A. C. Aikin // J. Geophys. Res. – 2002. – V. 107. – NO A12. – P. 1–16.

Поступила (received) 10.11.2014

В.А. КРЫЛОВА, старший преподаватель каф. АУТС, НТУ «ХПИ»

ФОРМИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ В КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ

Предлагаются методы формирования и синтеза широкополосных сигналов с расширенным спектром, путем дополнительной модуляции по частоте или фазе на времени длительности сигнала. Приведены частотные и временные характеристики полученных сигналов. На основе указанных сигналов предложен метод и разработана технология построения сигнально-кодовой конструкции, позволяющая повысить значение коэффициента использования частотно-временного ресурса группового тракта систем передачи.

Ключевые слова: компьютеризированные системы, канал передачи данных, сигналы с расширенным спектром, канал связи, цифровой фильтр.

Введение. При использовании адаптивных методов защиты информации в цифровых сетях связи важным является вопрос выбора в качестве переносчика закодированной информации сигнально-кодовой конструкции (СКК). Одним из подходов, использующихся для повышения помехоустойчивости в условиях сосредоточенных по спектру помех, является использование СКК, обладающих расширенным энергетическим спектром. Однако распределение энергетических составляющих в частотной области существующих широкополосных сигналов не позволяет повысить помехоустойчивость информационных сетей при воздействии сосредоточенных по спектру помех за счет расширения спектра СКК [1].

Цель статьи – разработка методов синтеза широкополосных сигналов в компьютеризированных интегрированных системах, с целью повышения без дополнительных энергетических затрат помехоустойчивости сигналов к воздействию сосредоточенных по спектру помех.

Постановка проблемы. Все сигнально кодовые конструкции в соответствии с набором свойств делятся на группы, в соответствии с решаемой функциональной задачей [2]. При создании нового поколения СКК одним из требований является унификация по используемым видам модуляции в части ширины спектра радиоизлучения с находящимися в эксплуатации системами. В зависимости от цели использования системы связи можно отметить 3 основных направления построения сигнально-кодовых конструкций [3]:

– сигнально-кодовые конструкции на основе OFDM сигналов для систем связи, обеспечивающих максимальную пропускную способность для заданных полос пропускания и вероятности ошибки в условиях естественных помех;

– сигнально-кодовые конструкции на основе CDM сигналов с прямым расширением спектра (DSSS) для систем связи с максимальной помехоустойчивостью в условиях воздействия любых помех;

– сигнально-кодовые конструкции для систем связи с максимально возможными помехоустойчивостью и пропускной способностью в условиях внутрисистемных и внешних помех, получившие название ортогонально-кодовое разделение каналов (OCDM).

Существенным недостатком при использовании перечисленных типов СКК в общей полосе частот является спектральное проникновение сигналов, что влечет за собой увеличение удельных затрат полосы пропускания. Помехозащищенность трех рассмотренных технологий построения систем широкополосного доступа может быть существенно повышена путем реализации сигнально-кодовых конструкций, на основе сигналов с искусственно создаваемым широкополосным спектром.

Материалы исследований. Известная формулировка обращенной формы теоремы Котельникова: функция длительности T , обладающая спектральной плотностью, существующей на интервале $(0, +\infty)$, однозначно определяется спектральными составляющими $S(\omega_i)$, отстоящими друг от друга на расстояние $\Delta\omega \leq 2\pi/T$ [4]. В отличие от формулировки прямой теоремы Котельникова, ее обращенная форма имеет физически осуществимые ограничения, потому что не допускает существования ограниченного спектра в конечном по длительности сигнале. При этом важно отметить, что наложение спектров при уменьшении частоты дискретизации отсутствует, если спектр входного сигнала занимает только одну из полос частот в соответствии с:

$$r \frac{\pi}{mT} \leq \Delta\omega \leq (r+1) \frac{\pi}{mT}, \quad r = 0, 1, \dots, m-1. \quad (1)$$

Рассмотренная формулировка показывает, что для полного восстановления функции длительностью T , наблюдателю достаточно иметь доступ лишь к отдельным составляющим ее спектра. Однако если синтезировать функцию путем суммирования составляющих, которые генерируются отдельно, не представляется сложным, по крайней мере, для электрических сигналов, то для того, чтобы выделить эти отдельные спектральные составляющие, необходимо большое количество избирательных полосовых фильтров. Реализация таких фильтров с учетом минимизации переходных препятствий достаточно тяжелая задача. Именно поэтому методы передачи ограниченных сигналов по каналам с гребенчатой полосой пропускания не нашли своего применения в классе аналоговых систем. Совсем по-другому складывается дело, если избирательные фильтры реализованы в цифровом виде. В этом случае то, что принято считать недостатком цифрового частотно-избирательного фильтра, как

периодичность амплитудно-частотной характеристики, становится его преимуществом. Весь вопрос заключается в согласовании длительности исходного сигнала и сигналов, которые выбираются для передачи спектральных составляющих с гребенчатой структурой частотной характеристики фильтра.

Основным заданием формирования сигналов с гребенчатым спектром является получение гребенчатой структуры спектра с заданным расположением полос спектральных составляющих. Расширение базы в широкополосный сигнал достигается путем дополнительной модуляции (или манипуляции) по частоте или фазе на времени длительности сигнала. В результате, спектр сигнала F (при сохранении его длительности T) существенно расширяется. Если на длительности T_c соответствующей передаче одного информационного символа данных, передается N_s символов случайной последовательности, тогда база сигнала, характеризующая степень расширения полосы частот в системы связи:

$$B = \frac{T_c}{T_s} = \frac{1/V_u}{1/F_c} = \frac{F_c}{V_u} = F_c \cdot T_s, \quad (2)$$

где F_c – полоса широкополосного сигнала, V_u – скорость данных.

Таким образом, из-за уменьшения длительности информационного импульса T_s увеличивается скорость манипуляции начальной фазы сигнала, что приводит к расширению спектра. При обычном частотном объединении спектры индивидуальных сигналов локализованы в определенных областях, разделенных защитными интервалами. При объединении сигналов с гребенчатым спектром, каждый из индивидуальных сигналов распределен по всей полосе группового канала, а суммарная область защитных интервалов может быть значительно меньше, чем при традиционных способах. Индивидуальные сигналы используют весь частотный диапазон группового канала, что придает им положительные качества широкополосных сигналов, сигналов с большей базой, устойчивых к действию сосредоточенных по спектру помех. Способ реализуется линейными методами при цифровой обработке. На рис. 1 представлены временные диаграммы группового сигнала при частотном объединении и при объединении СГС.

Основным заданием формирования широкополосных сигналов с гребенчатым спектром является получение гребенчатой структуры спектра с заданным расположением полос спектральных составляющих. В классе цифровых рекурсивных и нерекурсивных фильтров формирования канальной формы СГС осуществляется, как и в случае (3.8), по правилу весового суммирования отсчетов, которые отстают один от другого на интервалы, кратные периоду фильтра.

Допустим, период фильтра равняется τ , $A = \{a_0, a_1, \dots, a_n\}$ – последовательность коэффициентов фильтра. Тогда канальный вид преобразованного сигнала на выходе фильтра будет

$$x_k(t) = a_0x(t) + a_1x(t - \tau) + \dots + a_kx(t - k\tau) + \dots + a_nx(t - n\tau) \quad (3)$$

В случае если длительность T_k исходного сигнала $x(t)$ не превышает период фильтра τ , то канальная форма преобразованного сигнала представляет собой n -кратно повторенный с соответствующим масштабированием a_k исходный сигнал

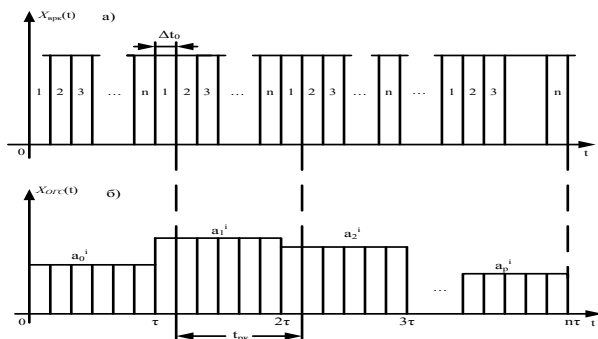


Рис. 1 – Временные диаграммы группового широкополосного сигнала

В случае если длительность T_k исходного сигнала $x(t)$ не превышает период фильтра τ , то канальная форма преобразованного сигнала представляет собой n -кратно повторенный с соответствующим масштабированием a_k исходный сигнал

$$x_k^i = \sum_{k=0}^p a_k^i x(t - k\tau), \quad (4)$$

где x_k^i – k -й отсчет i -го широкополосного сигнала; a_k^i – k -й отсчет i -го цифрового фильтра; τ – период цифрового фильтра; p – порядок цифрового фильтра.

Таким образом, выражение (3) определяет алгоритм формирования системы широкополосных сигналов во временной области. При этом достаточным условием, которое определяет размер системы сигналов, есть равенство $N = p + 1$, которое связывает системную характеристику с реализационным параметром цифрового фильтра. В частотной области передаточная функция нерекурсивного цифрового фильтра имеет вид:

$$k_i(j\omega) = \sum a_k^i \exp(-j\omega k\tau). \quad (5)$$

Для определения гребенчатой структуры частотной характеристики фильтра достаточно определить квадрат модуля (5) на интервале частот,

соответствующим половине периода $\omega \leq \pi \leq \tau$. На рис. 2 представлены частотные характеристики, которые определяют структуру для трех сигналов.

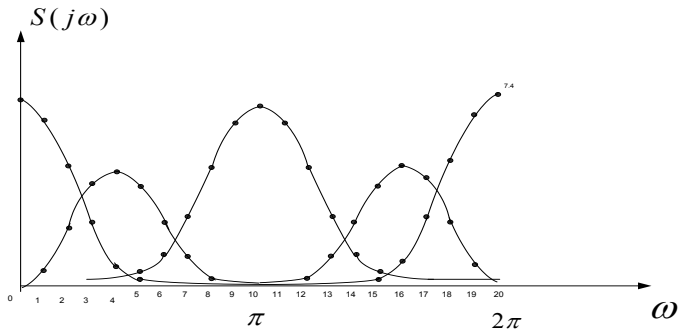


Рис. 2 – Частотные характеристики сигнала с гребенчатым спектром

Выводы. Таким образом, сигналы с гребенчатым спектром используют весь частотный диапазон группового канала, который дает им возможность проявить позитивные качества широкополосных сигналов, сигналов с большой базой, стойких к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Кроме того, по временной оси канальная форма каждого из уплотненных сигналов представляет собой последовательность с $(p + 1)$ -го повтора отрезка начального сигнала, что в условиях влияния перерывов связи дает возможность возобновления сигнала по "неразкоммутируемому" участку.

Список литературы: 1. Живица Н.И. Теоретические основы передачи данных/ Н.И.Живица, А.Г. Пушко., В.А. Лукин – К.: КВВИДКУС, 1991. – 479 с.. 2. Кларк Дж. Мл, Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. С англ. – М.: Радио и связь, 1987.г. с. 392. 3. Обнаружение и распознавание сигнально-кодowych конструкций / Е.И. Балунин, А.Ю. Баринов, С.В. Дмитриевский и др. / Под ред. Е.И. Балунина. – М.: Издательство «Радиотехника», 2013. – 96 с. 4. Семашко Ю.А. Основы организации связи. Учебное пособие / Ю.А. Семашко, А.Н. Бобовик, С.Г. Голубцов – Минск: УО ВОРБ, 2004. – 246 с.

Bibliography (transliterated): 1. Zhivica N. I. Teoreticheskie osnovy peredachi dannykh/ N.I. Zhivica, A.G. Pushko – Kiev: KVVIDKUS, 1991. – 479 p.. 2. Klark D., Kejn D. Kodirovanie s ispravleniem oshibok v sistemakh cifrovoy svyazi. Per. s angl. – Moscow: Radio i Svyaz, 1987.g. 392 p. 3. Obnaruzhenie i raspoznavanie signalno-kodovykh konstrukcij / E.I. Balunin, A.U. Barinov, S.V. Dmitrievskij / Pod Red. E.I. Balunina. – Moscow: Izdatelstvo «Radiotekhnika», 2013. – 96 p. 4. Semashko U.A. Osnovy organizatsii svyazi. Uchebnoe posobie / U.A. Semashko, A.N. Bobovik, S.G. Golubcov – Minsk: 2004. – 246 p.

Поступила (received) 25.12.2014

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, д.т.н., проф. ХНУРЭ, Харьков;
В.А. ПАЛАГИН, к.т.н., доц., проф. ХНУРЭ, Харьков;
Ю.И. БОГДАН, аспирантка ХНУРЭ, Харьков;
С.М. ТОМАНОВА, магистрант ХНУРЭ, Харьков;

ВЛИЯНИЕ МАСШТАБА НА ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ КОМПОНЕНТОВ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Теории подобия и размерностей физических величин (ТП и РФВ) содержат основные принципы для оценки изменения свойств МЭМС при уменьшении линейных размеров. Различные активные силы меняются по разным законам, эти силы перечислены в статье. ТП и РФВ могут использоваться для анализа и оценки изменения характеристик МЭМС. В статье показаны некоторые основные тенденции микроминиатюризации.

Ключевые слова: теория подобия, теория размерностей физических величин, микроэлектромеханические системы, микросистемная техника, эффекты масштабирования, миниатюризация, теория аналогий.

Введение. Микросистемная техника (МСТ) представляет собой очередной этап в развитии электроники, обеспечивающий продолжение действия эмпирического закона Мура по темпам микроминиатюризации и уровня интеграции [1], а также обеспечивающий улучшение электрофизических свойств приборов и систем. Микроэлектромеханические (МЭМС), микрооптоэлектромеханические (МОЭМС), микроакустоэлектромеханические (МАЭМС) и другие разновидности МСТ объединяют в одном чипе (микрочипсе) компоненты различной физической природы, что позволяет получать новые эффекты, недостижимые в макроисполнении и при раздельной реализации компонентов [2].

В первую очередь необходимо отметить повышение надежности МСТ за счет объединения в одном устройстве микромеханических устройств (сенсоров и актюаторов), микроэлектронных систем управления и информационных подсистем в виде встроенных датчиков и программного обеспечения. Такое объединение является основным принципом мехатроники и приводит к повышению автономности, децентрализации управления в системе, уменьшению количества линий связи с внешними устройствами и длины линий связи в самом компоненте, снижению электропотребления устройства. В свою очередь, за счет уменьшения количества и длины линий связи снижаются шумы и влияние наводок. Использование групповых микроэлектронных технологий для изготовления электронных и микромеханических компонентов в едином цикле позволяет сократить расходы на их производство.

Основная часть. Для моделирования различных физических, химических, экономических, информационных и других процессов, а также технических объектов широко используются теории подобия и размерностей физических величин [3]. Исторически теория подобия в большинстве случаев использовалась для распространения экспериментальных данных, полученных на физической модели, имеющей размеры значительно меньше объекта, на свойства реальных объектов.

При проектировании устройств микросистемной техники (МСТ) разработчик должен учитывать изменение (скорость изменения) физических величин при уменьшении их размеров от макроразмеров или от существующих микроминиатюрных изделий. При этом естественно интересуют те преимущества миниатюризации, которые позволяют улучшить электрофизические, эксплуатационные и производственные характеристики компонентов, приборов, систем.

Размеры микромеханических компонентов МЭМС находятся в пределах от 1 до 10^3 мкм. В этом диапазоне размеров многие физические величины в МСТ значительно отличаются от соответствующих величин макродиапазона в части их влияния на функционирование компонентов и устройств. Важной является оценка этих отличий при пропорциональном уменьшении всех линейных размеров и сохранении неизменными угловых размеров, определяющих форму тел.

Анализ условий подобия производится на основе теорий подобия и размерностей физических величин, определяющих свойства подобия на основе критериев подобия (необходимых и достаточных условий) и утверждающих, что подобные явления имеют подобные условия однозначности (геометрические соотношения, физические параметры, начальные и граничные краевые условия) и одинаковые критерии однозначности.

Физические процессы или системы подобны, если в соответствующие моменты времени в соответствующих точках пространства значения переменных величин, характеризующих состояние одной системы, пропорциональны соответствующим величинам другой системы.

Коэффициенты пропорциональности для каждой из величин называются коэффициентами подобия. При геометрическом подобии существуют пропорциональность соответствующих геометрических элементов подобных фигур и тел. При физическом подобии поля соответствующих физических параметров двух систем подобны в пространстве и времени [4].

Логической основой теории подобия является теория размерностей физических величин [5, 6].

Пусть для описания изучаемых явлений используется система с r основными независимыми величинами. (В системе СИ для описания механических процессов достаточно трех основных единиц – длины l , м [L]; массы m , кг [M]; времени t , с [T]. Для электрических необходимо добавить

силу тока, A [J] или напряжение B , [U]). Производные единицы образуются по общему уравнению:

$$[x_{r+1}] = k [x_1]^{\alpha_1} [x_2]^{\alpha_2} \dots [x_r]^{\alpha_r}, \quad (1)$$

где $[x_i]$ – единица (размерность) величины x_i , $i = 1, 2, \dots, r$;
 α_i – отвлеченные положительные или отрицательные числа;
 k – числовой коэффициент.

Размерность любой физической величины представляет собой произведение возведенных в степень размерностей первичных величин.

Выбор основных единиц системы связан с удобством и способами их измерения. Добавление новой основной единицы (или её исключение) добавляет (отбрасывает) некоторый размерный коэффициент.

Рассмотрим различные виды подобия для элементов МСТ при условии неизменности свойств материала: плотности ρ , модулей, постоянных ε и μ , коэффициентов и др.

При механическом подобии упругих систем предполагается наличие геометрического, кинематического и динамического подобия:

- для геометрического подобия должна обеспечиваться пропорциональность соответствующих линейных размеров двух систем;
- при кинематическом подобии существует подобие полей скоростей двух систем;
- при динамическом подобии реализуется подобие систем действующих сил или силовых полей различной физической природы (силы тяжести, давления, силы вязкости и др.).

В электромеханическом подобии, электромеханических аналогиях (ЭМА) существует подобие изменения состояния (токов и напряжений в электрических цепях силам и скоростям в механических системах, содержащих элементы массы, упругости, механических потерь).

Пропорциональность в подобных явлениях приводит к тому, что все безразмерные комбинации (отношения), которые можно составить из их параметров, имеют для подобных явлений одинаковые численные значения и являются критериями подобия. Любая комбинация из критериев подобия также является критерием подобия рассматриваемых физических явлений [3]. Такие комбинации должны включать отношения величин, описывающих различные стороны процессов. Например, количество запасенного тепла и количество отводимого тепла, нагрузки и прочность элементов.

Размерные физические параметры, входящие в критерии подобия, могут принимать для подобных систем сильно различающиеся значения; одинаковыми должны быть лишь безразмерные критерии подобия [7].

В устройствах МСТ одновременно могут действовать силы различной природы: силы тяжести, инерции, поверхностного натяжения, электростатические, электромагнитные, магнитные, трения. Действие различных сил, меняющихся по разным законам при изменении линейных

размеров, приводит к необычным для макроустройств эффектам, позволяющим существенно улучшить электрофизические параметры устройств.

Рассмотрим действие обобщенных сил (F , M) при механическом перемещении и уменьшении линейных размеров в l раз.

Площадь $S \sim [L^2]$ уменьшается в l^2 раз, объем $V \sim [L^3]$ в l^3 раз, масса объекта $m \sim [L^3]$ в l^3 раз.

Перемещение тела под действием силы F происходит с ускорением

$$a = \frac{F}{m} \sim [L^F][L^{-3}], \quad (2)$$

т.е. изменение ускорения на три порядка больше изменения масштаба сил $[L^F]$.

При перемещении тела за время t под действием силы F с линейным увеличением скорости до половины пути $l/2$ и линейным замедлением на остальной части пути

$$\begin{aligned} \frac{l}{2} &= \frac{a\left(\frac{t}{2}\right)^2}{2}; \\ l &= \frac{at^2}{4} = \frac{Ft^2}{4m}; \\ t &= \left(\frac{4ml}{F}\right)^{0,5} \sim \frac{([L^3][L])^{0,5}}{[L^{0,5F}]} \sim [L^2][L^{-0,5F}] \end{aligned} \quad (3)$$

Рассмотрим изменения действия различных сил при изменениях линейных размеров элементов МЭМС.

1. Сила поверхностного натяжения точно пропорциональна длине $[L^1]$ потому, что она зависит только от длины.

$$F = \alpha \cdot l \sim [L^1], \quad (4)$$

где α – коэффициент поверхностного натяжения.

2. В электрических цепях при постоянной напряженности электрического поля $El = U \sim [L^1]$. Зависимость производных величин от линейных размеров приведена в таблице 1.

Таблица 1 – Зависимость электрических величин от масштаба

Параметр	Формула	Масштаб
Сопротивление	$R = \frac{\rho l}{S}$	L^{-1}
Емкость	$C = \frac{\varepsilon S}{d}$	L^1
Индуктивность, взаимоиндукция	L, M	L^1
Ток	$I = \frac{U}{R}$	L^2
Мощность	$P = U \cdot I$	L^3
Мощность потерь	$P_{nom} = \frac{U^2}{R}$	L^3

Потенциальная энергия плоского конденсатора рассчитывается по формуле

$$W = \frac{-Cu^2}{2} = \frac{-\varepsilon_r \varepsilon_0 b l u^2}{2} \sim \frac{[L^2]}{[L]} [L u^2] \sim [L] [L u^2], \quad (5)$$

u – напряжение между пластинами конденсатора;

ε_0 – диэлектрическая постоянная;

b – ширина пластин.

При изменении взаимного положения (уменьшении зазора между пластинами или площади перекрытия) пластин конденсатора работа, выполняемая силой взаимодействия, зависит от изменения емкости конденсатора. Сила может определяться по формулам для случаев, представленных на рисунке 1 ($U = const$) [8].

$$F_x = \frac{\partial W}{\partial l} = \frac{u^2}{2} \frac{\partial C}{\partial l}. \quad (6)$$

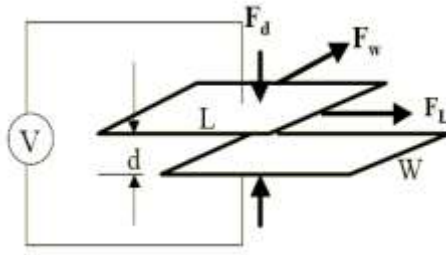


Рис. 1 – Электростатические взаимодействия

Потенциальная энергия будет пропорциональна $W \sim [L^1][L^{U^2}] \sim [L^3]$.

Электростатические силы при изменении одного из параметров конденсатора (зазора или смещении по одной из осей пластин) окажутся равными:

$$\begin{aligned}
 F_d &= \frac{\partial W}{\partial d} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_r \epsilon_0 b l}{d^2} u^2 \sim [L^2], \\
 F_b &= \frac{\partial W}{\partial b} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_r \epsilon_0 l}{d} u^2 \sim [L^2], \\
 F_l &= \frac{\partial W}{\partial l} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_r \epsilon_0 b}{d} u^2 \sim [L^2]
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

Таким образом, изменение размера по одной из координат в l раз приводит к изменению силы в l^2 раз.

3. Электромагнитная сила F возникает в результате взаимодействия тока I , протекающего через проводник, с магнитным полем с индукцией B , созданной магнитным потоком Φ . Согласно закону Фарадея, на проводник с током длиной l действует сила F , перемещающая проводник на расстояние dx . Если магнитное поле создается постоянным магнитом (см. рис. 2) [9]

$$F = i \frac{d\psi}{dx} = i \frac{B \cdot l \cdot dx}{dx} = B \cdot l \cdot i \sim [L^3],
 \tag{8}$$

где $d\psi = d\Phi$ – приращение потокосцепления;
 $B = \text{const}$.

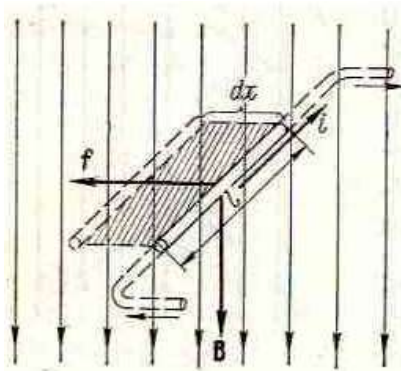


Рис. 2 – Магнитоэлектрические взаимодействия

За. При электромагнитном взаимодействии между двумя контурами с током энергия магнитного поля системы равна

$$W_M = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M \cdot i_1 i_2, \quad (9)$$

где L_1 , L_2 и M – индуктивность первого и второго контура и их взаимоиנדукция соответственно.

Электромагнитная сила, стремящаяся изменить координату l , определяющую взаимное положение контуров, зависит только от M

$$F_{ЭМ} = \left(\frac{\partial W_M}{\partial l} \right) \Big|_{U=const} = i_1 i_2 \frac{\partial M}{\partial l} \sim [L^2][L^2][L^0] \sim [L^4]. \quad (10)$$

Т.е., при уменьшении длины проводника в 2 раза сила уменьшается в 16 раз. Изменение электромагнитной силы значительно резче, чем в случае действия электростатической силы $\sim [L^2]$ (см. формулу 7). Это является причиной того, что электромагнитные силы обычно не используются в МЭМС двигателях. Более эффективными становятся электростатические двигатели. Такому переходу способствуют также сложность создания электромагнитного поля (сложность использования тонких проводов, их сопротивление и, соответственно, потери, увеличиваются), в то время, как уменьшение зазоров увеличивает электрическое взаимодействие и проще реализуется.

Итак, в МЭМС действуют силы, изменяющиеся пропорционально различным степеням линейного размера:

$F \sim [L^1]$ – силы поверхностного натяжения;

$F \sim [L^2]$ – электростатические силы; силы, создаваемые пневматическим и гидравлическим давлением; биологические силы, определяемые поперечным сечением мышц;

$F \sim [L^3]$ – электростатические силы, при использовании улучшенного теплоотода для повышения плотности тока в проводниках, электромагнитные силы;

$F \sim [L^4]$ – силы электромагнитного взаимодействия.

В. Триммер предложил ввести «вектор сил», связанный зависимостью от линейного размера, в виде вектор-столбца [10]:

$$F = [L^F] = \begin{bmatrix} L^1 \\ L^2 \\ L^3 \\ L^4 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Тогда связанные с действием сил величины ускорений, времени отработки (быстродействия), мощности, удельной мощности, мощности потерь могут быть выражены следующими «векторами»:

$$a = [L^F][L^{-3}] = \begin{bmatrix} L^{-2} \\ L^{-1} \\ L^0 \\ L^1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Отсюда следует, что ускорение увеличивается при уменьшении размеров для $F \sim [L^1]$ и $F \sim [L^2]$. Из выражения этого «вектора» следует, что время, необходимое для выполнения действия при уменьшении размеров, остается постоянным только для наихудшего случая $F \sim [L^4]$, а при остальных масштабах силы быстродействие увеличивается:

$$t = \begin{bmatrix} L^{1,5} \\ L^{1,0} \\ L^{0,5} \\ L^0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Результаты проведенного анализа связи основных величин, характеризующих состояние механических динамических систем, представлены в таблице 2.

Таблица 2 – «Вектор сил»

Шкала силы, F	Ускорение, a	Время, t	Плотность мощности P/V_0	Плотность мощности потерь
1	-2	1,5	-2,5	–
2	-1	1,0	-1,0	-2
3	0	0,5	0,5	-1
4	1	0	2,0	0

Мощность P может быть рассчитана по формуле, с учетом данных приведенных в табл. 2

$$P = \frac{F \cdot l}{t} \quad (14)$$

Согласно таблице 2, суммируя показатели степеней величин, определяющих P , имеем

$$P = \begin{bmatrix} L^1 \\ L^2 \\ L^3 \\ L^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L^1 \\ L^1 \\ L^1 \\ L^1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L^{-1,5} \\ L^{-1,0} \\ L^{-0,5} \\ L^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L^{0,5} \\ L^{2,0} \\ L^{3,5} \\ L^5 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Удельная мощность для различных сил вектора Триммера

$$\frac{P}{V} = \begin{bmatrix} L^{-2,5} \\ L^{-1,0} \\ L^{0,5} \\ L^{2,0} \end{bmatrix} \quad (16)$$

При проектировании МЭМС вместо мощности часто используется понятие удельной мощности, равной работе сил за единицу времени t под массой единичного объема V_0 при ее перемещении на пути l за время t

$$\frac{P}{V_0 t} = \frac{F \cdot l}{V_0 t} \sim [L^F][L^1][L^{-3}][T^{-1}] = [L^F][L^{-2}][T^{-1}]. \quad (17)$$

Для случая магнитного действия, рассеиваемая мощность определяется потерями в проводниках. Мощность потерь при неизменной плотности тока

$$P_R = I^2 R \sim [L^4][L^{-1}] \sim [L^3], \quad (18)$$

т.е. уменьшается в l^3 раз.

Плотность мощности потерь $P_R/V_0 \sim [L^0]$ – инвариантна к изменению масштаба.

В производных величинах порядок их зависимости от масштаба сил определяется путем суммирования порядков основных величин для соответствующего порядка шкалы сил и формулам связи с основными величинами.

При различных исходных предпосылках основные и производные величины, характеризующие свойства системы, могут иметь различные зависимости от параметра масштаба. Точная зависимость электростатических сил зависит от изменений напряженности электрического поля E , электромагнитного взаимодействия – от параметров электрического и магнитного поля.

Выводы. Микросистемная техника является связующим звеном с нанотехнологиями: исследования в нанодиапазоне осуществляются с использованием микросистемных инструментов, а приборная реализация квантово-механических эффектов, присущих наноразмерной области, осуществляется в виде МСТ-устройств.

Использование теории подобия и размерностей физических величин при проектировании МЭМС исходит из тех же предпосылок, что и аналитический расчет: должны быть заданы граничные условия, параметры и координаты исследуемого процесса. Это позволяет оценивать изменение физических величин, характеризующих микро- и наносистемы по сравнению с макросистемами, вплоть до диапазона размеров, в котором существенными оказываются квантово-механические эффекты. Кроме того, применение ТП и РФВ обеспечивает ориентацию относительно правильности результатов, полученных другими методами для микродиапазона размеров. Учет характера изменения действующих сил микросистемы помогает рациональному выбору принципа функционирования устройств.

Уменьшение размеров компонентов обеспечивает повышение быстродействия устройств (и собственной резонансной частоты). Повышается чувствительность датчиков неэлектрических величин. Электростатические двигатели становятся эффективнее электромагнитных. Микробалки становятся эффективными датчиками температуры, являются

перспективными чувствительными элементами для инфракрасного видения. Снижается энергопотребление МСТ-устройств.

МСТ-устройства являются микроминиатюрными информационно-управляющими системами, пригодными для производственных технологий, способными удовлетворить различным требованиям (интеллектуальности, цифровому представлению информации, многофункциональности, высокой чувствительности и точности, низкой стоимости при массовом производстве и использовании групповых технологий производства).

Список литературы: 1. Дрекслер, К.Э. Машины созидания [Текст] / К. Э. Дрекслер. – Энкор Букс, 1986. – 386 с. 2. Семенец В.В. Введения в микросистемну техніку та нанотехнології: підручн. для ВНЗ [Текст] / В. В. Семенец, І.Ш. Невилюдов, В.А. Палагин. – Х.: Тов. «Компанія СМІТ», 2011. – 416 с. 3. Алабужев, П.М. Теория подобия и размерностей. Моделирование: Уч. пособ. [Текст] / П.М. Алабужев, В.Б. Геронимус, Л.М. Минкевич, Б.А. Шеховцов. – М.: Изд. «Высш. шк.», 1968. – 208 с. 4. Большой энциклопедический словарь «Физика» [Текст] / Гл. ред. А. М. Прохоров. – М.: Науч. изд-во «Больш. Рос. Энциклопедия», 4-ое стереотип. изд., 1999. – 944 с. 5. Клайн, С.Дж. Подобие и приближенные методы [Текст] / пер. с англ. под ред. И.Т.Алабьева, К.Д. Воскресенского. – М.: Изд. «Мир», 1968. – 304 с. 6. Бурдун, Г.Д. Единицы физических величин. Справочник [Текст] / Г.Д. Бурдун, В.А. Базакуца. – Х.: Вища школа. Изд. ХГУ, 1984. – 208 с. 7. Павловський М. А. Теоретична механіка [Текст] / М. А. Павловський. – Київ: Техніка, 2002. – 510 с. 8. Tai-Ran Hsu. MEMS and Microsystems: design, manufacture, and nanoscale engineering / Tai-Ran Hsu. – John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2008. – 546 p. 9. Нейман, А.Р. Теоретические основы электротехники: Учебник [Текст] / А.Р. Нейман, К.С. Демирчян / Изд. 3-е, Т.1. Л.: Энергоиздат., 1981. – 534 с. 10. Trimmer, W.S.N. Sensors and Actuators [Text] / W.S.N. Trimmer/ JSA, Vol.19, N3, September, 1982. P. 267-287.

Bibliography (transliterated): 1. Dreksler, K.Je. Mashyny sozidanija. Jenkor Buks, 1986. Print. 2. Semenev', V.V., I. Sh. Nevljudov, V. A. Palagin. Vvedennja v mikrosistemnu tehniku ta nanotehnologij: pidruchn. dlja VNZ. Kharkiv: Tov. «Kompanija SMIT», 2011. Print. 3. Alabuzhev, P.M. et al. Teorija podobija i razmernostej. Modelirovanie. Moscow: Vyssh. shk., 1968. Print. 4. Prohorov, A. M. et al. Bol'shoj jenciklopedicheskij slovar' «Fizika». Moscow: Nauch. izd-vo «Bol'sh. Ros. Jenciklopedija», 1999. Print. 5. Klajn, S. Dzh. Podobie i priblizhennye metody. Moscow: Mir, 1968. Print. 6. Burdun, G.D. and V.A. Bazakuca. Edinicy fizicheskikh velichin. Spravochnik. Kharkiv: Vishha shkola. Izd. HGU, 1984. Print. 7. Pavlovs'kij M. A. Teoretichna mehanika. Kiiv: Tehnika, 2002. Print. 8. Tai-Ran Hsu. MEMS and Microsystems: design, manufacture, and nanoscale engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2008. Print. 9. Nejman, A.R. and K.S. Demirchjan. Teoreticheskie osnovy jelektrotehniki: Uchebnik. Leningrad: Jenergoizdat., 1981. Print. 10. Trimmer, W.S.N. Sensors and Actuators. JSA, Vol.19, N3, September, 1982: 267-287. Print

Поступила (received) 15.06.2014

Ю.Ф. ПАВЛЕНКО, д-р. техн. наук, проф. НТУ «ХПІ»
К.В. ГОЛІКОВА, студентка НТУ «ХПІ»

АНАЛІЗ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ І МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТІК ВИМІРЮВАЧА МОДУЛЯЦІЇ

Проведено поглиблений розгляд функціональних можливостей та метрологічних характеристик вимірювача модуляції. З чого можна зробити висновок, що реальні метрологічні можливості модулометра потенційно вище, ніж це вказано у технічному описі, а урахування особливостей проходження сигналу через тракт вимірювача модуляції і залежності метрологічних характеристик від параметрів сигналу дозволяє реалізувати ці можливості.

Ключові слова: амплітудна модуляція, частотна модуляція, вимірювач модуляції, девіація частоти, коефіцієнт амплітудної модуляції, коефіцієнт гармонік.

Вступ. Амплітудна і кутова (частотна і фазова) модуляція використовується для передачі різноманітної інформації та характеризується рядом параметрів для вимірювання. Існують спеціальні прилади – вимірювачі модуляції.

Серійний модулометр загального застосування за структурною схемою являє собою вимірювальний супергетеродинний приймач і складається з таких основних трактів[1]:

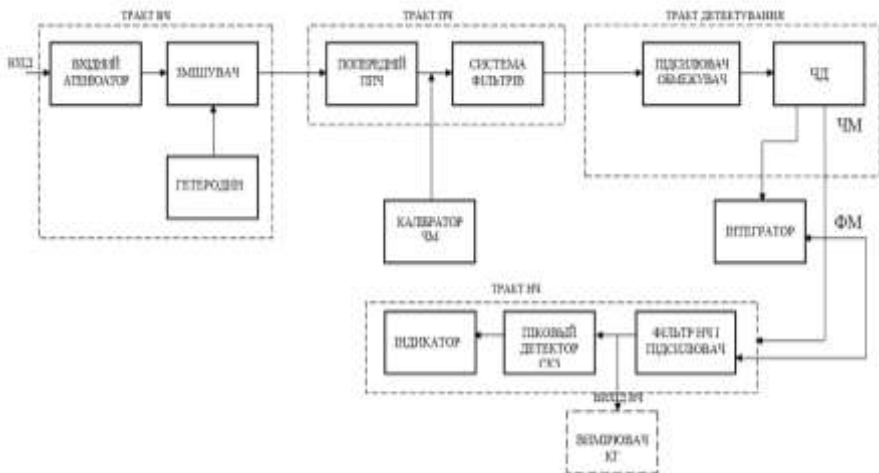


Рис. 1 – Структурна схема вимірювача модуляції.

- 1) тракт високої частоти в якому відбувається перенесення вхідного високочастотного сигналу на проміжну частоту за допомогою гетеродину;
- 2) тракт проміжної частоти де відбувається селекція та підсилення сигналу проміжної частоти;
- 3) тракт детектування, де відбувається виділення низькочастотного (інформаційного) сигналу з модульованого сигналу;
- 4) тракт низької частоти, в якому продетектований низькочастотний сигнал підсилюється і фільтрується, а його напруга перетворюється в вимірювальний інформаційний параметр (коефіцієнт амплітудної модуляції, девіації частоти або фази, коефіцієнт гармонік).

Модулометр має два основних режими роботи:

1. «АМ» (вимірювання параметрів амплітудної модуляції);
 2. «ЧМ/ФМ» (вимірювання параметрів частотної і фазової модуляції).
- 3 підвищенням вимог до якості передачі інформації і інформаційного продукту суттєво підвищились вимоги до функціональних і метрологічних можливостей модулометрів, аналізу яких присвячена дання стаття.

1. Функціональні можливості модулометра. Настанова з експлуатації (технічний опис) модулометра, як правило, не містить докладного переліку всіх вимірювальних можливостей приладу, а також його метрологічних характеристик в різних режимах. Як показує практика, поглиблене вивчення структури модулометра і його нормованих характеристик, а також особливостей проходження модульованих сигналів через тракти і пристрої приладу дозволяють значно розширити коло вимірювальних задач, що можуть бути вирішені за його допомогою, при цьому коректно оцінити його метрологічні характеристики.

Наведемо лише найбільш важливі функціональні можливості модулометра, за реалізації яких можуть бути оцінені похибки вимірювань (в режимах АМ і ЧМ/ФМ).

Режим амплітудної модуляції:

- а) Вимірювання коефіцієнта амплітудної модуляції (КАМ) від 0 до 100% в діапазонах модулюючих (F) та несучих (f) частот (пікових і середньоквадратичних значень (СКЗ));
- б) вимірювання паразитної амплітудної модуляції (амплітудного шуму) $m_{ш}$ в діапазоні несучих частот (f) і різних полосах (режим СКЗ);
- в) вимірювання спотворень коефіцієнта гармонік амплітудно – модульованого сигналу (на виході низької частоти);
- г) вимірювання супутньої амплітудної модуляції сигналу з частотною (фазовою) модуляцією;
- д) розширення діапазону несучих частот за рахунок «входу зовнішнього гетеродину».

1.2 Режим частотної модуляції:

- а) вимірювання девіації частоти в діапазоні F і f (пікових і СКЗ);

б) вимірювання паразитної частотної модуляції і фазової модуляції квазігармонічних сигналів ($\Delta f_{ш}$ і $\Delta \phi_{ш}$);

в) вимірювання супутньої девіації частоти (фази) амплітудно - модульованого сигналу;

г) вимірювання спотворень коефіцієнта гармонік частотно-модульованих (фазо-модульованих сигналів) і тонкої структури цих спотворень;

д) розширення діапазону (аналогічно режиму амплітудної модуляції).

2. Оцінка метрологічних можливостей модулометра. Як поглиблене знання структурної схеми і режимів роботи модулометра дозволяє значно поширити його функціональні можливості, так поглиблене розуміння джерел і характеру похибок і спотворень, що вносяться різними вузлами і трактами модулометра, дозволяють нам більш точно і обґрунтовано оцінити його метрологічні характеристики в різних режимах [1;2].

Проаналізуємо джерела похибок модулометра (табл. 1):

Таблиця 1 – Джерела похибок і спотворень в тракті ВМ

Тракт модулометра	Режим АМ	Режим ЧМ
ВЧ тракт	Амплітудний шум $m_{ш}$ Похибка КАМ	Частотний шум $\Delta f_{ш}$
Тракт ПЧ	Похибка КАМ $\delta(m)$ КГ АМ $(K_r)_{AM}$	Похибка ДЧ $\delta(\Delta f)$ КГ ЧМ $(K_r)_{ЧМ}$
Тракт детектування	Похибка КАМ $\delta(m)$ КГ АМ $(K_r)_{AM}$	Похибка ДЧ $\delta(\Delta f)$ КГ ЧМ $(K_r)_{ЧМ}$
Калібратор	Похибка КАМ $\delta(m)$	Похибка ДЧ $\delta(\Delta f)$
НЧ тракт	Похибка КАМ $\delta(m)$	Похибка ДЧ $\delta(\Delta f)$

Розглянемо їх докладніше:

2.1 Тракт високої частоти :

Вносить амплітудний, частотний і фазовий шуми (в залежності від режиму) гетеродина. Внесений шум є адитивною систематичною похибкою вимірювачів КАМ, ДЧ і ДФ, значення якої квазілінійно залежить від частоти f .

В режимі амплітудної модуляції має місце спотворення закону амплітудної модуляції, що вимагає повірки (калібрування) модулометра у всьому діапазоні несучих частот.

2.2 Тракти проміжної частоти і детектування:

Вносять залежні від модулюючої частоти F лінійні і нелінійні спотворення амплітудної модуляції і частотної модуляції через неідеальність амплітудно-частотних характеристик і нелінійність амплітудних характеристик трактів.

2.3 Тракт низької частоти:

Вносить залежні від частоти F лінійні і нелінійні спотворення огинаючої через неідеальність амплітудно-частотної характеристики і нелінійність амплітудної характеристики.

Полоса низької частоти тракту впливає на рівень шуму, що вноситься трактом модулометра.

2.4 Калібратор. Вносить похибки вимірювання коефіцієнта амплітудної модуляції, девіації частоти і девіації фази, яка залежить від схеми калібратора.

В модулометрах основні метрологічні характеристики (похибки вимірювання КАМ і ДЧ, K_r , $m_{ш}$, $\Delta f_{ш}$) позначаються, як правило, за максимальними значеннями. В той же час реальні значення цих характеристик можуть бути суттєво меншими. Так, похибки вимірювання коефіцієнта амплітудної модуляції і девіації частоти носять мультиплікативний характер, коефіцієнт гармонік лінійно залежить від глибини амплітудної і частотної модуляції, а $m_{ш}$ і $\Delta f_{ш}$ залежить від частоти f і смуги тракту низької частоти, яка може регулюватись в широких межах.

Важливою особливістю “шумових” вимірювань сигналу генератора за допомогою модулометра є можливість встановлювати бажану смугу частот, в якій вимірюються шуми (Рис.2).

Завдяки системі фільтрів є можливість встановити в НЧ тракті такі смуги:

0,03 – 200 кГц – відеосмуга (найширша);

0,03 – 20 кГц – звукова смуга;

0,4 – 3,4 кГц – смуга телефонного каналу (найвужча);

0,4 – 20 кГц – звукова (без фонові (сітьові) складові).

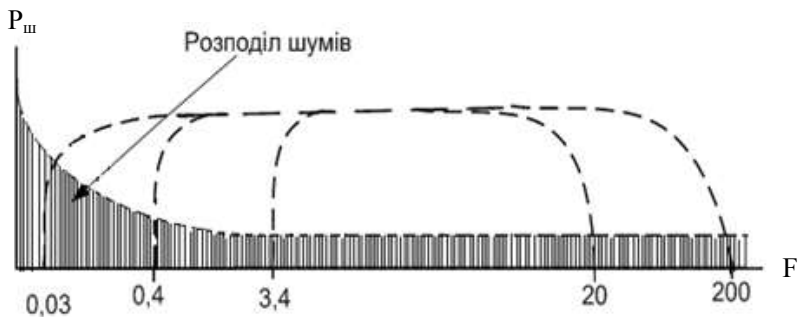


Рис. 2 – Смуги НЧ тракту модулометра

Висновки. Таким чином, реальні метрологічні можливості модулометра потенційно вище, ніж це вказано у технічному описі, а урахування особливостей проходження сигналу через тракт модулометра і залежності метрологічних характеристик від параметрів сигналу дозволяє реалізувати ці можливості [3,4].

Крім того метрологічна практика і статистичні дані ННЦ «Інститут метрології» показала, що домінуючими похибками модулометрів є систематичні, які носять достатньо стабільний характер. Це дає можливість вводити поправки при калібруванні модулометрів і тим самим підвищувати їх метрологічний статус.

Список літератури: 1. Болмусов Ю.Д. Павленко Ю.Ф Соколовский Н.П. Метрологическое обеспечение измерителей модуляции. – М.: Военное издательство, 1992. – 192с. 2. Зенькович А.В. Искажение частотно-модулированных колебаний. – М.:Сов.радио, 1974. – 296с. 3. Забезпечення єдності радіовимірювань. X., Вид-во «Підручник НТУ «ХПІ»». За редакцією Павленка Ю.Ф. 2014. – 232с. 4. Павленко Ю.Ф. Шпаныон П.А. Измерение параметров частотно-модулированных колебаний. – М.: «Радио и связь», 1986. – 208с.

Bibliography (transliterated): 1. Bolmusov of U.D. Pavlenko U.F Sokolovsky N.P. Metrologicheskoye providing measuring instruments of modulation. – Moscow: Military publishing house, 1992. – 192p. 2. Zenkovich A.V. Distortion of frequency-modulated fluctuations. – Moscow: Sov. Radio, 1974. – 296p. 3. Ensuring unity of radio measurements. X., Textbook of NTU HPI Publishing house. Under Pavlenko U.F. edition. 2014. – 232p. 4. Pavlenko U.F. Shpanyon P. A. Measurement of parameters of frequency-modulated fluctuations. – Moscow: "Radio and communication", 1986. – 208p.

Надійшла (received) 10.12.2014

А.А. ПЕТКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ "ХПИ"

СРАВНЕНИЕ ЗОН ЗАЩИТЫ СТЕРЖНЕВОГО МОЛНИЕОТВОДА, ОПРЕДЕЛЯЕМЫХ ДЕЙСТВУЮЩИМ НОРМАТИВНЫМ ДОКУМЕНТОМ

В статье предложено соотношение для определения вероятности поражения грунта в районе расположения стержневого молниеотвода при построении его зоны защиты по методу фиктивной сферы. Полученные в статье данные позволяют разграничивать сферу применимости методов построения зоны защиты стержневого молниеотвода исходя из допустимой вероятности поражения поверхности грунта в защищаемой зоне.

Ключевые слова: разряд молнии, функция распределения, поражение грунта

Постановка проблемы. Работоспособность электронных и радиоэлектронных средств в условиях эксплуатации в значительной степени определяется их устойчивостью к воздействию различных дестабилизирующих электромагнитных факторов. Наиболее существенным дестабилизирующим фактором естественного происхождения является разряд молнии и, в частности, прямое поражение ударом молнии объектов, содержащих радиоэлектронные средства.

Анализ публикаций. Защита различных объектов, включающих в свой состав электронные и радиоэлектронные средства, осуществляется на основе нормативного документа [1]. Данный документ предусматривает различные методы построения зон защиты стержневых молниеотводов, которые наиболее часто применяются для защиты объектов от прямого удара молнии. Документ [1] регламентирует два основных метода построения зоны защиты, физические основы которых описаны в [2, 3].

Метод конической зоны защиты, как отмечено в [2], не может быть строго обоснован, но результаты многолетнего применения данного метода в практике проектирования молниезащиты (несмотря на очевидные недостатки), подтверждают его целесообразность.

Электрогеометрический метод (метод фиктивной сферы, метод катящейся сферы), введенный в стандарты Международной электротехнической комиссии также не лишен определенных ограничений [3].

В условиях постоянного повышения грозовой активности недостатки методик проявляются все чаще. Учитывая ряд проблем применения рассмотренных методов, разработчики документа [1] рекомендуют использовать различные методы определения зон защиты и принимать решение по результатам расчета, что неизбежно ведет к излишним затратам.

Цель работы. Разработка критерия разграничения применимости

методов построения зон защиты стержневых молниеотводов.

Результаты исследований. Электрогеометрический метод (метод фиктивной сферы) построения зоны защиты стержневого молниеотвода (см. рис. 1) базируется на наличии финального разряда молнии [1 – 3], который происходит из точки 1, равно удаленной от двух возможных точек поражения, расположенных на стержневом молниеотводе (точка 2) и поверхности грунта (точка 3). Радиус фиктивной сферы R , называемый дистанцией поражения, определяется током молнии. Соответственно, током молнии определяется вероятность поражения точек, находящихся на поверхности грунта в месте расположения молниеотвода.

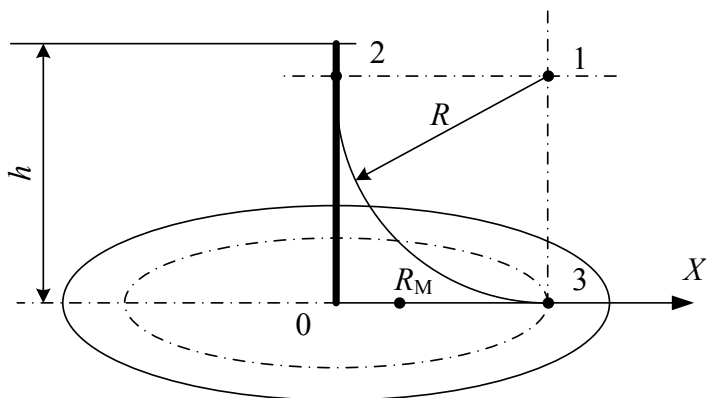


Рис. 1. – Схема построения зоны защиты стержневого молниеотвода

На поверхности грунта располагается значительное количество объектов, поражение молнией которых определяет работоспособность радиоэлектронных средств: кабельные коммуникации, заземляющие спуски; металлоконструкции, соединенные с броней кабеля; различные вводы в подземные объекты. Поэтому представляется целесообразным исследование поражаемости грунта в районе расположения молниеотвода, защищающего данные объекты.

Пусть имеется (см. рис. 1) высокий молниеотвод (высота молниеотвода h не меньше наперед заданной дистанции поражения R), установленный в точке 0 оси X . Рассмотрим молнии, финальный разряд которых начинается из точки, проекция которой лежит на положительной полуоси OX . Определим распределение вероятности поражения точек, расположенных на положительной полуоси OX .

Как известно, вероятность того, что максимальное значение импульса тока молнии I равно или больше некоторого значения I_M может быть описана законом Вейбулла [2]

$$P(I \geq I_M) = 1 - P(I < I_M) = 1 - F(I) = \exp(-\lambda I_M^a), \quad (1)$$

где $F(I)$ – функция распределения максимального значения импульса тока молнии; $\lambda = 0,0023$; $a = 1,6$; I_M в кА.

Используя соотношение, связывающее дистанцию поражения и максимальное значение импульса тока молнии [2]

$$R = 9,4I^{2/3}, \quad (2)$$

где R в м; I в кА,

можем определить вероятность того, что дистанция поражения равна или больше некоторого значения R_M , соответствующего I_M :

$$P(R \geq R_M) = 1 - P(R < R_M) = 1 - F(R) = \exp\left[-\lambda \left(\frac{R_M}{9,4}\right)^{\frac{3a}{2}}\right], \quad (3)$$

где $F(R) = P(R < R_M)$ – функция распределения дистанции поражения (вероятность того, что дистанция поражения меньше некоторого значения R_M).

Из соотношения (3) находим

$$P(R < R_M) = 1 - \exp\left[-\lambda \left(\frac{R_M}{9,4}\right)^{\frac{3a}{2}}\right]. \quad (4)$$

При дистанции поражения $R \geq R_M$, молния может поразить либо стержень, либо полуось OX в точках $x \geq R_M$. Это позволяет считать, что соотношение (3) определяет также вероятность того, что не будет поражен отрезок OR_M , а соотношение (4) – вероятность поражения отрезка, то есть (4) является функцией распределения поражения отрезка OR_M .

$$F_P(0, R_M) = 1 - \exp\left[-\lambda \left(\frac{R_M}{9,4}\right)^{\frac{3a}{2}}\right]. \quad (5)$$

Электрогеометрический подход к построению зоны защиты исключает возможность проникновения в зону разрядов молнии с дистанцией поражения больше R_M , что позволяет приписать вероятность, определенную по выражению (5) кругу радиусом R_M .

$$P_{pkr}(R_M) = 1 - \exp \left[-\lambda \left(\frac{R_M}{9,4} \right)^{\frac{3a}{2}} \right]. \quad (6)$$

Соотношение (6) позволяет провести сравнение для стержневых молниеотводов параметров зон защиты конической формы и определенной по методу катящейся (фиктивной) сферы при одних и тех же значениях вероятности поражения основания зоны защиты – круга радиусом r_0 .

На рис. 2 показано изменение радиуса зоны защиты на поверхности грунта r_0 при различных значениях вероятности поражения P_p при одних и тех же значениях высоты молниеотводов (в пределах одного значения вероятности поражения).

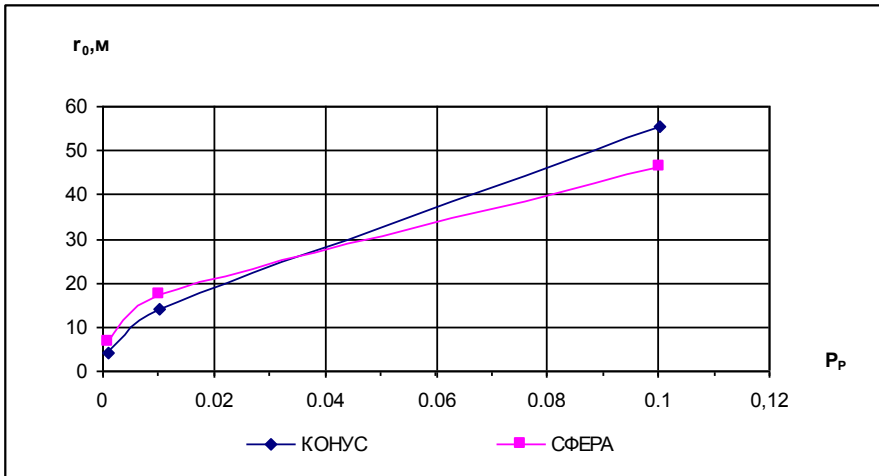


Рис. 2. – Изменение радиуса зоны защиты

Из рисунка видно, что при допустимых вероятностях поражения поверхности грунта $0 < P_p \leq 0,035$ радиус зоны защиты меньше для конической формы зоны защиты, а при $P_p > 0,035$ для зоны, определенной по методу фиктивной сферы.

Учитывая, что рассматриваемые методы построения зоны защиты стержневого молниеотвода не являются абсолютно точными, то в случае повышенных требований к надежности защиты объектов, находящихся непосредственно на поверхности грунта целесообразно использовать при проектировании молниезащиты метод конусообразной зоны защиты.

Выводы

1. Предложено соотношение для определения вероятности поражения грунта в районе расположения стержневого молниеотвода при построении его зоны защиты по методу фиктивной сферы.

2. Полученные в статье данные позволяют разграничивать сферу применимости методов построения зоны защиты стержневого молниеотвода исходя из допустимой вероятности поражения поверхности грунта в защищаемой зоне.

Материалы статьи могут быть использованы для усовершенствования методов расчета зоны защиты стержневых молниеотводов.

Список литературы: 1. Улаштування блискавкозахисту будівелі споруд (IEC 62305:2006, NEQ): DSTU Б В.2.5-38:2008. – [Чинний від 2008–01–01]. – К. : Мінорегіонбуд України, 2008. – 63 с. 2. Ларионов В.П. Основы молниезащиты / Ларионов В.П. : под ред. И.М. Бортника. – М. : Знак, 1999. – 104 с. 3. Базеля Э.М. Физика молнии и молниезащиты / Э.М. Базеля, Ю.П. Райзер. – М. : Физматлит, 2001. – 320 с. – ISBN 5-9221-0082-3.

Bibliography (transliterated): 1. Ulashtuvannya blyskavkozaxystu budivel"i sporud (IEC 62305:2006, NEQ): DSTU B V.2.5-38:2008. – [Chynnyj vid 2008–01–01]. – Kyiv. : Minorehionbud Ukrayiny, 2008. – 63 p. 2. Lariionov V.P. Osnovy molniezashhity / Lariionov V.P. : pod red. I.M. Bortnika. – Moscow : Znak, 1999. – 104 p. 3. Bazeljan Je.M. Fizika molnii i molniezashhity / Je.M. Bazeljan, Ju.P. Rajzer. – Moscow : Fizmatlit, 2001. – 320 p. – ISBN 5-9221-0082-3.

Поступила (received) 10.12. 2014

М.М. РЕЗИНКИНА, д.т.н., в.н.с. «ИТПМ НАН Украины», Харьков
О.Л. РЕЗИНКИН, д.т.н., зав. каф. НТУ «ХПИ»;
Е.Е. СВЕТЛИЧНАЯ, аспирант НТУ «ХПИ»;
Е.В. СОСИНА, аспирант НТУ «ХПИ»

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В СИСТЕМАХ С ТОНКИМИ ПРОВОДЯЩИМИ СТЕРЖНЯМИ ПРИ НАЛИЧИИ ОБЪЕМНОГО ЗАРЯДА

Выполнены расчеты распределений электрического поля (ЭП) в системе, имитирующей приближающийся к земле лидерный канал молнии и молниеотвод. При этом учтено наличие объемного заряда в стримерной зоне лидера и короны вокруг вершины молниеотвода. Обоснована возможность усечения расчетной области так, что она включает в себя молниеотвод и участок земли, на котором он расположен, а также нижнюю часть лидерного канала молнии.

Ключевые слова: электрическое поле, лидерный канал молнии, молниеотвод, объемный заряд.

Введение. Выбор средств молниезащиты должен осуществляться в соответствии с требованиями нормативных документов. В разных странах эти нормы различны. Так, в странах бывшего СССР, а в настоящее время в Украине, используется РД 34.21.122-87 [1] или его осовремененные аналоги, в США действует стандарт NFPA [2], в Европе – стандарты серии IEC [3]. Отсутствие единых требований к средствам молниезащиты свидетельствует о том, что модели, описывающие процессы «выбора» молнией места удара, требуют совершенствования. Особенно это касается средств молниезащиты важных объектов: атомных электростанций, нефте и газохранилищ, космодромов, стартовых комплексов. Причем, такие модели должны учитывать возможность развития от молниеотвода или защищаемых объектов встречного лидера.

Согласно имеющимся данным, для появления восходящего лидера необходимо выполнение ряда условий [4]. Для того чтобы оценить возможности возникновения и продвижения восходящих лидеров от наземных объектов, необходима информация о распределении электрического поля (ЭП) в окрестности вершин лидерного канала молнии и молниеотвода. При этом нужно учитывать наличие объемного заряда, который появляется из-за развития неполных каналов пробоя – стримеров в окрестности головки лидера молнии и короны вокруг вершины молниеотвода. Использование в данном случае аналитических методов невозможно. Расчет ЭП данных объектов с помощью численных методов также представляет определенные трудности. Это связано с существенным различием размеров входящих в рассматриваемые системы объектов. Так, R -

радиус проводящих разрядных каналов, а также молниеприемников ($R \sim 0.001 - 0.01$ м) на несколько порядков превышает их длину L ($L \sim 10 - 10^3$ м). В данном случае может быть использован численный метод конечных объемов [5], модифицированный применительно к расчету ЭП при наличии тонких и длинных объектов типа стержней с $L/R \sim 10^3 - 10^6$ путем учета логарифмической зависимости спада потенциалов в радиальном направлении вблизи оси стержня [6]. При этом шаг сетки, накладываемой на расчетную область, может быть сравнительно большим – пропорциональным длине стержня. Непосредственное применение такого подхода к расчету ЭП в системах, которые включают сосредоточенный в области со сравнительно небольшими поперечными размерами R_{ch} ($R_{ch} \sim 0.1 - 10$ м) объемный заряд и стержни с $L/R \sim 10^3 - 10^6$, вызывает определенные трудности. Это связано с тем, что для корректного учета наличия зоны с объемным зарядом, на исследуемую область необходимо нанести сравнительно мелкую расчетную сетку с шагом, в 5 - 10 раз меньшим R_{ch} . Учитывая, что длина лидерного канала молнии может достигать расстояния между землей и грозовыми облаками (3 - 5 км [4]), порядок решаемой при расчете ЭП системы уравнений может составлять $10^6 - 10^8$, что усложняет практическую реализацию задачи на современных вычислительных средствах. Решению данной проблемы и посвящена данная статья.

Постановка задачи расчета ЭП в системах, включающих лидерный канал молнии, молниеотвод и объемные заряды. Рассмотрим систему, включающую лидерный канал молнии и молниеотвод, которые будем полагать цилиндрами, а также объемные заряды, сосредоточенные в окрестности их вершин. Известно, что лидерный канал молнии окружен стримерной зоной, заполненной объемным зарядом [7]. По-видимому напряженность ЭП в этой зоне близка к постоянной, равной минимальной напряженности, при которой происходит развитие стримерных каналов (E_{cr}). Это предположение подтверждается практически неизменной скоростью стримеров. С учетом этого плотность заряда стримерной зоны при ее представлении в виде неоднородно заряженной сферы может быть записана в виде [7, с. 76]:

$$\rho(r) = 2\varepsilon_0 \varepsilon E_{cr} / r, \quad (1)$$

где r – расстояние до вершины лидерного канала; $\varepsilon_0 = 0.885 \cdot 10^{-11}$ Ф/м; ε – относительная диэлектрическая проницаемость.

Согласно имеющимся данным, лидеры отрицательной полярности распространяются при минимальной напряженности ЭП $E_{cr-} = 10^6$ В/м, а положительной полярности - $E_{cr+} = 5 \cdot 10^5$ В/м [7]. С использованием сферической системы координат радиус стримерной зоны R_{str} может быть определен из условия [7, с. 76]:

$$U_L = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0\varepsilon} \int_0^{R_{str}} \frac{4\pi r^2 \rho(r)}{r} dr = 2E_{cr-} \cdot R_{str},$$

где U_L – потенциал вершины лидерного канала; $\rho(r)$ – см. (1).

Тогда радиус стримерной зоны для отрицательно заряженного лидерного канала:

$$R_{sr} = 0.5 \cdot U_L / E_{cr-}. \quad (2)$$

Известно, что при грозовой обстановке напряженность ЭП вблизи земли составляет порядка: $E_0 = (1-2) \cdot 10^4$ В/м [4, 7]. Будем рассматривать молнии отрицательной полярности - наиболее характерные для всех широт, кроме экваториальных. Условием, при котором возможно продвижение восходящего лидера положительной полярности от молниеприемников, является достижение в зоне продвижения лидерного канала молнии критической напряженности E_{cr+} .

На вершинах молниеприемников с $L/R \geq 300 - 500$ напряженность ЭП в условиях грозовой обстановки (E) существенно (на несколько порядков) превышает E_0 , поэтому для них, как правило, выполняется условие, необходимое для начала разряда: $E \geq E_{br} = 3 \cdot 10^6$ В/м. В результате вокруг вершин стержневых молниеотводов может возникнуть корона [7]. Для того чтобы учесть ее наличие при расчете ЭП в системах «лидер молнии – молниеотвод», используем описанный выше подход к оценке параметров стримерной зоны. Будем полагать, что область короны представляет собой расположенную вблизи вершины молниеотвода неоднородно заряженную сферу, заряд которой определяется выражением вида (1) при E_{cr} , равном пробивной напряженности E_{br} , а радиус:

$$R_c = 0.5 \cdot U_c / E_{br}, \quad (3)$$

где $U_c = H_R \cdot E_0$ - потенциал зоны короны, находящейся в ЭП напряженностью E_0 на высоте молниеотвода H_R ; $\rho(r)$ – см. (1) при $E_c = E_{br}$.

Таким образом, при достижении E_{br} на вершине молниеотвода развитие от него восходящего лидера возможно, если между его вершиной и головкой нисходящего лидерного канала имеется непрерывная зона, в которой уровни напряженности ЭП превышают E_{cr+} :

$$E_z / E_{cr+} \geq 1, \quad (4)$$

где E_z - модули напряженности ЭП в зоне, соединяющей вершины молниеотвода и лидерного канала молнии.

Для расчета распределения ЭП в рассматриваемой системе будем использовать метод конечных объемов [5]. При этом на расчетную область наносится пространственная сетка, в узлах которой определяются параметры ЭП. Поскольку в условиях предгрозовой обстановки лидерный канал распространяется к земле сравнительно медленно (за время порядка 0.01 с [7]), расчет ЭП в данном случае может быть выполнен в квазистационарном приближении.

Решаемое уравнение получим из уравнения Максвелла:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho,$$

где \vec{D} – электрическая индукция.

Выразим \vec{D} через напряженность ЭП \vec{E} и электрический потенциал φ :

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon \vec{E} = -\varepsilon_0 \varepsilon \text{grad} \varphi$$

и применим операцию интегрирования по V -объемам элементарных ячеек, на которые разбита расчетная область. Тогда в результате использования теоремы Остроградского - Гаусса запишем решаемое уравнение в виде:

$$\int_S -\varepsilon \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial n} ds = \frac{q_s}{\varepsilon_0}, \quad (5)$$

где S – поверхность, охватывающая объем V ; n – нормаль к поверхности S ; q_s – элементарный заряд, заключенный внутри поверхности S .

Система уравнений, полученная в результате перехода к разностной форме представления производных в уравнениях вида (5), записанных для всех узлов расчетной сетки, решалась итерационным методом переменных направлений с помощью прогонки (подробнее см. [6]). Рассмотрим случай, когда лидерный канал молнии расположен над молниеотводом, и можно полагать, что их оси совпадают. Такая система обладает осевой симметрией, поэтому для расчета ЭП может быть использована цилиндрическая система координат (подробнее см. [8]). На рис. 1 представлена расчетная система и показаны граничные условия.

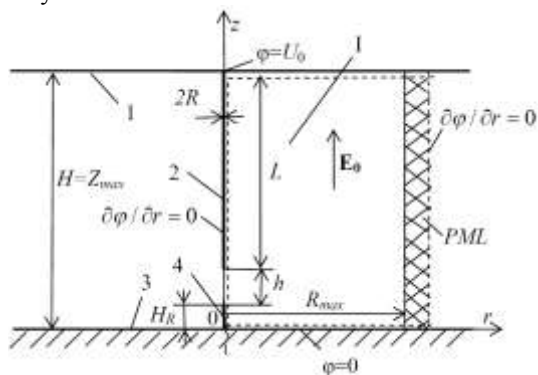


Рис. 1 - Расчетная система. 1 – верхняя граница рассматриваемой области, 2 – лидерный канал молнии, 3 – земля, 4 – молниеотвод. I – расчетная область (отмечена пунктирными линиями).

Для уменьшения габаритов расчетной области на ее правой границе введены так называемые идеально поглощающие слои (PML), обеспечивающие быстрое и безотражательное затухание искажения приложенного ЭП, вызванного наличием проводящих каналов и заряженных областей. Величина относительной диэлектрической проницаемости металлического молниеприемника полагалась существенно большей единицы (ε окружающего пространства): $\varepsilon_M = 10^{10}$. Согласно литературным данным (см. например [7]), падение напряженности ЭП в канале лидера молнии E_L составляет порядка $E_L = 10^4$ В/м. Результаты численных

экспериментов показали, что для учета такого снижения напряжения в канале лидера величина его диэлектрической проницаемости при расчетах должна выбираться равной: $\epsilon_L=0.35 \cdot 10^5$ при радиусе лидерного канала $R=0.01$ м.

С помощью описанного выше подхода был проведен расчет распределения ЭП в имитирующей приближающийся к земле лидерный канал молнии системе, имеющей следующие параметры: $H=4000$ м, расстояние от вершины лидерного канала до вершины молниеотвода $h=40$ м, высота молниеотвода $H_R=30$ м (см. рис. 1), радиус заряженной стримерной зоны $R_{str}=20$ м. При этом полагалось, что напряженность ЭП в расчетной области: $E_0=2 \cdot 10^4$ В/м, потенциал лидерного канала на верхней границе расчетной области (см. 1 рис. 1) $U_0=E_0 \cdot H=80$ МВ, потенциал головки лидерного канала с учетом снижения напряжения в нем из-за градиента напряженности ЭП E_L в канале: $U_L=U_0 - E_L \cdot H=40$ МВ. Для упрощения расчетов полагалось, что лидерный канал прямой. Граничные условия, использованные при расчете, показаны на рис. 1, габариты расчетной области: $R_{max}=0.5 \cdot H$, $Z_{max}=H$, шаг расчетной сетки $\Delta_{GL}=10$ м. Результаты расчета линий равной напряженности ЭП в окрестности лидерного канала и молниеотвода показаны на рис. 2. Расчет проводился с учетом логарифмической зависимости спада потенциалов в радиальном направлении вблизи оси стержня (подробнее см. [6]).

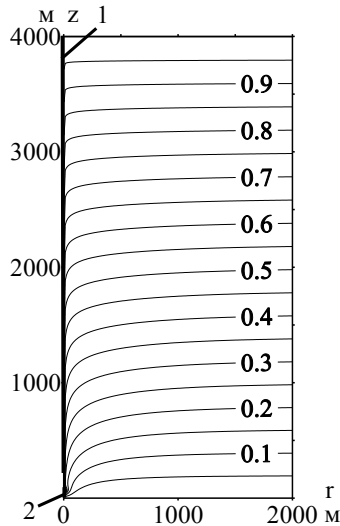


Рис. 2 – Рассчитанное распределение линий равного потенциала в системе «лидерный канал молнии (1) – молниеотвод (2) – объемные заряды».

Верхняя часть молниеприемника должна изготавливаться из прокатной стали, иметь поперечное сечение не менее 100 мм^2 и длину порядка 2 – 2.5 м [9, с. 39]. Для упрощения расчетов полагалось, что радиусы лидерного канала и молниеотвода одинаковы: $R=0.01$ м.

Расчет ЭП в расчетной области, включающей весь лидерный канал молнии с длиной порядка нескольких километров с достаточно мелким шагом по пространству, пропорциональным поперечным размерам заряженной области, представляет определенные трудности, связанные как с большим порядком полученной системы уравнений, так и с плохой сходимостью итераций, необходимых для ее решения. Для того чтобы избежать данной проблемы предложено ограничить расчетную область габаритами $10 \cdot (H_R + h)$ (в нашем случае: $500 \text{ м} \times 500 \text{ м}$) в радиальном и азимутальном направлениях и использовать на верхней границе такой усеченной области однородное условие Неймана: $\partial\varphi/\partial z = 0$. При этом шаг расчетной сетки выбирался равным: $\Delta_L = 1.25 \text{ м}$. Результаты такого расчета показаны на рис. 3 пунктирными линиями. На этом же рисунке сплошными линиями показано распределение линий равного потенциала, рассчитанное для системы, которая включает весь лидерный канал молнии (результаты расчета во всей области показаны на рис. 2). Как видно из рис. 3, данные распределения имеют один и тот же характер, причем в интересующей нас зоне $2 \cdot (H_R + h)$ ($100 \text{ м} \times 100 \text{ м}$) наблюдается практически полное совпадение сплошных и пунктирных кривых.

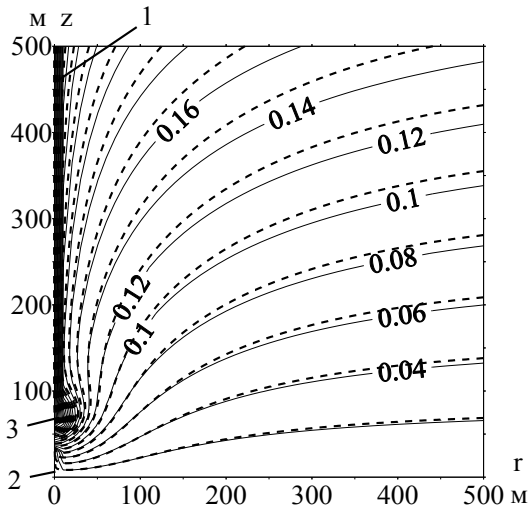


Рис. 3 – Рассчитанное распределение линий равного потенциала в части в системе «лидерный канал молнии 1 – молниеотвод 2 – объемные заряды стримерной зоны 3». Пунктирные линии – решение для усеченной области; сплошные линии – решение для всей области (см. рис. 2).

Расчеты, проведенные при описанных выше параметрах системы, показали, что условие продвижения восходящего лидера от

молниеприемника к лидерному каналу молнии (см. (4)) выполняется, когда расстояние между вершиной лидерного канала молнии и вершиной молниеотвода достигает: $h \leq U_L/E_{cr}$.

Используем описанный выше подход, заключающийся в усечении расчетной области, для исследования распределения напряженности ЭП при наличии короны вокруг вершины молниеприемника. Как и в [4], будем полагать, что наличие короны вокруг вершины стержня может быть учтено путем увеличения его радиуса до R_c . Это возможно, поскольку радиус по всей высоте молниеприемников обычно существенно превышает радиус его верхней части [9]. При этом оценим возможное влияние величины R_c на выполнение условия (4). В табл. 1 показаны значения h – максимального расстояния между вершинами лидерного канала молнии и молниеприемником, на котором выполняется условие (4). Данные величины получены из рассчитанных распределений ЭП в усеченных областях рассматриваемой системы (см. рис. 1) с указанными выше параметрами и граничными условиями при варьировании значений напряженности приложенного ЭП E_0 , высоты молниеприемника H_R , а также потенциала вершины лидерного канала $U_L = E_0 \cdot H - E_L \cdot H$. При этом радиусы стримерной зоны R_{str} и короны R_c определялись с помощью (2) и (3). Расчеты, выполненные при $R_c=0.01$ м, соответствуют случаю отсутствия короны.

Таблица 1. Максимальное расстояние (h , м) между вершинами лидерного канала молнии и молниеприемника, на котором выполняется условие (4)

H_R	30 м		50 м		70 м	
	R_c		R_c		R_c	
E_0	0.01 м	0.1 м	0.01 м	0.17 м	0.01 м	0.35 м
$2 \cdot 10^4$ В/м	20	22	20	23	20	-
$3 \cdot 10^4$ В/м	30	-	30	-	30	35

Как следует из табл. 1, вследствие наличия короны максимальные расстояния между вершинами молниеприемника и лидерного канала молнии, при которых напряженность ЭП достаточна для продвижения восходящего лидера, увеличиваются не более чем на 10 - 20 % по сравнению со случаем отсутствия короны.

На рис. 4 показано одно из рассчитанных распределений линий равной напряженности ЭП, данные которого использованы в таблице 1, полученное при следующих параметрах: $E_0=3 \cdot 10^4$ В/м, $E_L=10^4$ В/м, $H=4000$ м, $U_0 = 100$ МВ, $U_L = U_0 - E_L \cdot H = 60$ МВ, $h=35$ м, $H_R=70$ м, $R_{str}=30$ м, $R_c=0.35$ м. На рис. 4 жирной пунктирной линией показан уровень $|\mathbf{E}|/E_{cr+}=1$. Как видно из данного рисунка, уровни $|\mathbf{E}|$ на всем промежутке между вершинами молниеотвода и лидерного канала молнии больше или равны E_{cr+} .

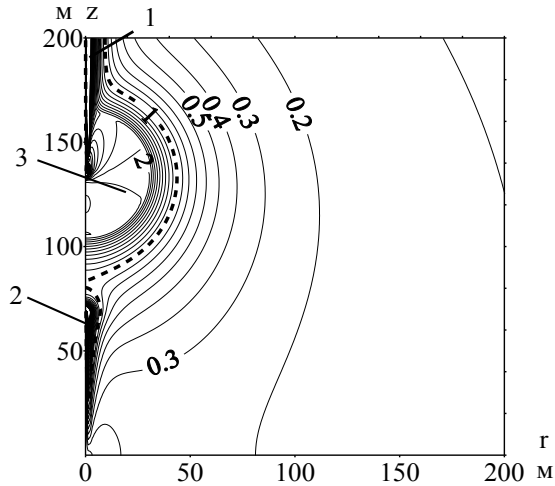


Рис. 4 – Рассчитанное распределение линий равных уровней модулей напряженности ЭП в части системы «лидерный канал молнии 1 – молниеотвод 2 – объемный заряд стримерной зоны 3».

Заключение. 1. Предложен подход к расчету ЭП в системе, включающей весьма длинный и тонкий лидерный канал молнии и молниеотводы, а также расположенные вблизи их вершин зоны с объемным зарядом, заключающийся в усечении расчетной области зоной до зоны, отстоящей от основания молниепремника на расстояния $10 \cdot (H_R + h)$ в радиальном и азимутальном направлениях. При этом полагалось, что на верхней границе такой усеченной расчетной области выполняются однородные условия Неймана. Совпадение результатов расчета потенциалов в зоне с габаритами $2 \cdot (H_R + h)$ при расчете ЭП с помощью усеченной и полной расчетных систем подтвердило правомерность такого подхода.

2. С помощью расчетов показано, что для обеспечения наблюдаемого в экспериментах падения напряженности ЭП в канале лидера, равного 10^4 В/м, величина его относительной диэлектрической проницаемости должна полагаться равной $0.35 \cdot 10^5$ при его радиусе $R=0.01$ м.

3. Проведенные численные эксперименты показали, что наличие зоны короны вокруг вершины молниеприемника не оказывает существенного влияния на условия продвижения от него восходящего лидера. Так, для молниеприемников высотой 30 - 70 м максимальное расстояние до головки лидерного канала молнии, при котором напряженность ЭП достаточна для развития восходящего лидера, может увеличиться не более чем на 10 - 20 %.

Список литературы: 1. РД 34.21.122-87. Инструкция по устройству молниезащиты зданий и сооружений. М.: Энергоатомиздат, 1989. 24 с. 2. NFPA 780 Standard for the Installation of Lightning Protection Systems, 2004. 108 P. 3. IEC 62305-2. International standard "Protection against

lightning – Part 2: Risk management”. Geneva: IEC, 2010. 84 p. 4. *Cooray V.* Lightning Protection. London: The Institution of Engineering and Technology, 2010. 1036 p. 5. *Патанкар С.* Численные методы решения задач теплообмена и динамики жидкости. М.: Энергоатомиздат, 1984. 150 с. 6. *Резинкина М.М.* Влияние проводимости ветвей дендритов в полиэтиленовой изоляции на их рост при приложении высокого напряжения // ЖТФ. – 2005. - Т. 75, № 6. - С. 85-92. 7. *Базелян Э.М., Райзер Ю.П.* Физика молнии и молниезащиты. - М.: Физматлит, 2001. - 319 с. 8. *Резинкина М.М., Недзельский О.С., Хребтов С.М., Резинкин О.Л.* Разработка системы противокоронных экранов инжектора и ускорителя пучка ионов диагностического комплекса для физических исследований плазмы // ЖТФ. 1998. Т. 68. Вып. 1. С. 106-109. 9. *Юриков П.А.* Защита электростанций и подстанций 3-500 кВ от прямых ударов молнии. М.: Энергоиздат, 1982. 88 с.

Bibliography (transliterated): 1. Instrukcija po ustrojstvu molnierzashhity zdanij i sooruzhenij. Moscow: Jenergoatomizdat, 1989. 24 p. 2. NFPA 780 Standard for the Installation of Lightning Protection Systems, 2004. 108 p. 3. IEC 62305-2. International standard “Protection against lightning – Part 2: Risk management”. Geneva: IEC, 2010. 84 p. 4. *Cooray V.* Lightning Protection. London: The Institution of Engineering and Technology, 2010. 1036 p. 5. *Patankar S.* Chislennye metody resheniya zadach teploobmena i dinamiky jydcosti. Moscow: Energoatomizdat, 1984. 150 p. 6. *Rezinkina M.* Growth of dendrite branches in polyethylene insulation under a high voltage versus the branch conductivity // Technical Physics. – 2005. - Vol. 50, NO. 6. - P. 758-765. 7. *Bazeljan Je.M., Rajzer Ju.P.* Fizika molnii i molnierzashhity. Moscow: Fizmatlit, 2001. 319 p. 8. *M.M. Rezinkina, O.S. Nedzel'ski, S.M. Khrebtov, O.L. Rezinkin* Development of a system of anticoronal shields for the ion beam injector and accelerator of a diagnostic complex for plasma physics research // Technical Physics. 1998. Vol. 43, NO 11. P. 1369-1372. 9. *Yurikov P.A.* Zashchita electrostanciy i podstanciy 3-500 kV ot pryamyh udarov molnii. Moscow: Energoatomizdat, 1982. 88 p.

Поступила (received) 16.10.2014

В.С. СУЗДАЛЬ, д-р техн. наук, ст. науч. сотр., Институт
сцинтилляционных материалов НАН Украины, Харьков;
Ю.С. КОЗЬМИН, канд. техн. наук, Институт
сцинтилляционных материалов НАН Украины, Харьков;
В.Н. ТОНКОШКУР, инженер, Институт
сцинтилляционных материалов НАН Украины, Харьков

ОПТИМИЗАЦИЯ МОДАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ МНОГОМЕРНЫМ ПРОЦЕССОМ КРИСТАЛЛИЗАЦИИ

Рассматривается задача оптимизации модального управления для технологического процесса выращивания крупногабаритных сцинтилляционных монокристаллов. Синтез управления проведен на основе мер модального доминирования. Применена итерационная процедура смещения собственного спектра объекта управления. Это позволило обеспечить оптимальное размещение полюсов замкнутой системы. Параметры переходного процесса в замкнутой системе управления показывают, что синтезированная система удовлетворяет требованиям к качеству управления.

Ключевые слова: оптимизация, модальное управление, модальное доминирование, управление выращиванием монокристаллов.

Введение. В технологическом процессе выращивания крупногабаритных щелочногалоидных монокристаллов предъявляются жесткие требования к устойчивости и качеству процесса управления. Для линейного стационарного объекта управления эта задача может быть решена системой оптимального квадратического управления. С другой стороны, известно, что синтез обратной связи с помощью модальных методов осуществить гораздо проще, чем определение оптимального квадратического управления решением уравнения Лурье-Риккати. Рассчитанное управление, как правило, не будет оптимальным.

Данная статья посвящена решению задачи синтеза закона стабилизации для многомерного процесса выращивания монокристаллов в области его стационарности, обеспечивающий оптимальное в смысле минимума линейно-квадратичного функционала размещение полюсов замкнутой системы.

В основе оптимального размещения полюсов замкнутой системы лежит предложенный в [2] метод декомпозиции модели исходной системы и установленная взаимосвязь модального и оптимального подходов к синтезу обратной связи в целях обеспечения заданных требований качества в виде функционала Летова-Калмана и устойчивости переходных процессов управления. Модальное управление строилось на основе мер модального доминирования собственных значений объекта управления [3].

© В.С. Суздаль, Ю. С. Козьмин, В. Н. Тонкошкур, 2014

Синтез. В задачах синтеза структура и порядок математической модели предполагается заданной.

Модель объекта управления (ОУ) в пространстве состояний:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, & x(t_0) = x_0, \\ y = Cx + Du, \end{cases} \quad (1)$$

где $x \in R^n$ – вектор состояния, $y \in R^l$ – выходной вектор, $u \in R^m$ – вектор управления, подаваемого на вход ОУ, x_0 – начальные условия, т.е. состояние ОУ в начальный момент времени t_0 . A, B, C – постоянные матрицы соответствующих размеров.

В монографии [3] предложен метод модального синтеза на основе меры модального доминирования, сводящий выбор многих собственных значений к выбору одного или нескольких показателей, описывающих сжатие спектра.

В модальном синтезе при помощи линейных обратных связей по состоянию $u = -Kx$ требуется синтезировать матрицу замкнутой системы $Q = A - BK$ с желаемым спектром. В предлагаемом подходе анализ спектра ОУ предваряет синтез. Собственные значения объекта управления λ_i определяют начальные позиции, которые изменяются в синтезе под воздействием интегрального воздействия по мере доминирования μ .

Доминирование в собственном пространстве по мерам управляемости μ_u определяется следующим выражением:

$$\mu_u = v^T B B^T v, \quad (2)$$

где v – левый собственный вектор матрицы A .

Используется алгоритм итерационного смещения собственных значений. Итерационный алгоритм оптимизации спектра основан на принципе равных пропорций – при последовательной коррекции спектра величины изменений собственных значений следует выбирать прямо пропорциональными мерам их модального доминирования; чем выше мера, тем более глубокая вариация возможна для точки спектра.

Матрица обратных связей $u = -Kx$ для одиночного перемещения каждого собственного значения v_i имеет вид:

$$K_i = B^T v_i v_i^T \Delta / \mu_u, \quad \text{или} \quad K_i = B^T v_i v_i^T \Delta / \mu_u, \quad (3)$$

где Δ – величина изменения собственного значения, v_i – левый собственный вектор матрицы Q , коллинеарный левому собственному вектору v_i матрицы A .

Пусть элементарным изменением спектра будет сдвиг только одного собственного значения с сохранением прочих собственных значений и векторов матрицы A . В [3] доказывается теорема, что в режимах малых перемещений собственных значений матрицу регулятора можно

аппроксимировать суммой матриц регуляторов, реализующих элементарное изменение спектра, т.е.:

$$K \cong K_1 + \dots + K_i + \dots + K_n, \quad (4)$$

Необходимо переносить все собственные значения, на малое расстояние пропорционально их мерам модального доминирования. Перенос мод будет успешен, очевидно, если амплитуды сигналов обратных связей лежат в зоне приемлемых исполняемых регулятором величин.

Для коллективной подвижки λ_i введен коэффициент сжатия спектра s . Причем $\Delta = \mathbf{q} \mathbf{1}$, т.е. чем меньше коэффициент сжатия спектра s , тем точнее будет выполнен совместный перенос. Этот коэффициент можно варьировать в процессе итераций, добиваясь необходимого технологией вида переходного процесса и учитывая ограничения по норме матрицы коэффициентов обратных связей, что дает косвенную гарантию хорошего синтеза.

В [2] решена задача синтеза законов стабилизации, обеспечивающих оптимальное в смысле минимума линейно-квадратического функционала размещение полюсов. Модальная задача решалась на основе специфической декомпозиции исходной системы.

Известно, что для замкнутой непрерывной многомерной системы матрица регулятора K^* является оптимальной в смысле минимума квадратичного функционала качества Летова-Калмана

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt, \quad (5)$$

где $Q^T = Q \geq 0$, $R^T = R > 0$, т.е. удовлетворяет алгебраическому уравнению Риккати: $A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0$, и P – (строго) положительно – определенная симметрическая матрица, если и только: $\text{eig}(A - B K^*) < 0$, т.е. замкнутая многомерная система является асимптотически устойчивой; $K^* B > 0$, т.е. матрица $K^* B$ является (строго) положительно – определенной симметрической матрицей.

В [2] показано, что оптимальный регулятор в смысле минимума функционала (5) имеет вид:

$$K_{opt} = (K_1 \bar{B}^L + B^+) A - F_{opt} (K_1 \bar{B}^L + B^+), \quad F_{opt} = (K_1 \bar{B}^L + B^+) A B - \alpha I_m,$$

где K_1 – регулятор первого уровня декомпозиции, B^+ – псевдообратная матрица Мура-Пенроуза, \bar{B}^L – левый делитель нуля такой, что $\bar{B}^L \cdot B = 0_{(n-m) \times m}$. Матрица F_{opt} удовлетворяет линейному матричному уравнению $F_{opt} - (K_1 \bar{B}^L + B^+) A B < 0$ и условию $\text{eig}(F_{opt}) \subset C^{stab}$, C^{stab} – левая полуплоскость комплексной плоскости,

$\alpha > \operatorname{Re}(\lambda_{\max}(K_1 \bar{B}^L + B^+)AB)$. Здесь $\operatorname{Re}(\lambda_{\max}(K_1 \bar{B}^L + B^+)AB)$ действительная часть максимально удаленного от мнимой оси вправо собственного значения матрицы $(K_1 \bar{B}^L + B^+)AB \in R^{m \times m}$.

Предлагается модальную задачу решить методом доминирования. Пусть K_0 регулятор синтезированный методом модального доминирования. Тогда оптимальный регулятор в смысле минимума квадратичного функционала качества может быть получен по выражению

$$K_{opt} = K_0 - F_{opt} K_0 / A, \quad (6)$$

$$F_{opt} = K_0 B - \alpha I_m, \quad (7)$$

где $\alpha > \operatorname{Re}(\lambda_{\max}(K_0 B))$.

Объект управления. В качестве ОУ выбран процесс выращивания монокристаллов методом Чохральского на установках типа «РОСТ». Известно, что качество кристаллов во многом определяется стабильностью скорости кристаллизации, о которой судят по стабильности диаметра выращиваемого монокристалла [1].

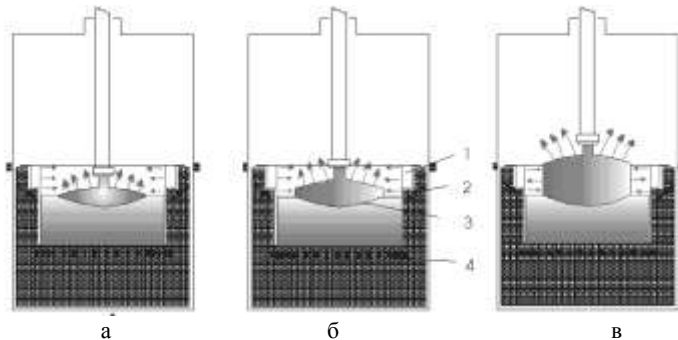


Рис. 1 – Схема изменения тепловых условий в установках "РОСТ" на различных стадиях роста крупногабаритного кристалла: а – разращивание; б – начало роста в длину; в – рост в длину; 1 – дополнительная вертикальная стенка тигля; 2 – боковой нагреватель; 3 – кристалл; 4 – донный нагреватель.

Диаметром растущего кристалла управляют, изменяя тепловые условия выращивания. Современные требования к стабильности диаметра монокристалла очень высоки. Например, точность стабилизации диаметра щелочногалоидного монокристалла диаметром 500 мм должна быть 1-2%.

На рис. 1 приведена схема изменения тепловых условий в установках "РОСТ" на различных стадиях роста крупногабаритного кристалла.

На стадии разращивания (рис.1а) кристалл в основном взаимодействует с расплавом и стенками тигля и незначительно – с газовой средой ростовой

печи. При переходе к выращиванию в длину (рис.1б) верхняя часть кристалла активнее участвует в теплообмене с газовой средой ростовой печи, в результате чего менее интенсивным становится теплообмен расплава с тиглем. На этой стадии процесс выращивания может терять устойчивость. После того как цилиндрическая часть кристалла начнет выступать над верхней кромкой тигля и далее (рис.1в), передача тепла газовой среде становится интенсивнее других составляющих теплообмена. Эти процессы приводят к постоянному изменению во времени тепловых условий роста крупногабаритных ЦГК из расплава. Выращивание крупных кристаллов в изменяющихся тепловых условиях приводит к нестационарности процесса.

Известно[1], что процесс роста монокристалла по высоте можно условно разбить на несколько интервалов, в пределах которых процесс кристаллизации является квазистационарным. Параметризация процесса выращивания как ОУ проводилось на примере получения монокристаллов NaI(Tl). Процесс рассматривался как двумерный ЛТИ-объект управления с двумя входными величинами – температура основного Td и температура дополнительного нагревателя Tb и двумя выходами – диаметр кристалла Ds и температура подпиточного расплава Tr . На одном из интервалов роста модель ОУ в отклонениях от установившегося режима в пространстве состояний имеет следующие матрицы:

$$A = \begin{bmatrix} & x1 & x2 & x3 & x4 & x5 \\ x1 & 0,0254 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ x2 & 0 & -3,8360 & -0,4701 & -0,3178 & -0,6689 \\ x3 & 0 & -0,9127 & -1,3060 & 1,5510 & -0,2660 \\ x4 & 0 & -0,3304 & 1,2490 & -1,9750 & 0,0504 \\ x5 & 0 & -0,6749 & -0,2810 & 0,0017 & -2,0030 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} & u1 & u2 \\ x1 & -0,7006 & 1,2960 \\ x2 & -0,0724 & -3,3790 \\ x3 & -1,2810 & -0,4741 \\ x4 & 1,3620 & -0,2201 \\ x5 & -0,0501 & -0,3009 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} & x1 & x2 & x3 & x4 & x5 \\ y1 & 0,5316 & -3,3310 & -0,6153 & 0,0470 & -0,3050 \\ y2 & 0 & 0,5722 & -1,2190 & 1,3790 & -0,0073 \end{bmatrix}.$$

Объект управления полностью управляем и наблюдаем.

Синтез модального регулятора. В таблице 1 для ОУ приведен спектр (собственные значения λ_i) и меры модального доминирования собственных значений по управляемости. Собственные числа в таблице размещены в порядке убывания мер их модальной управляемости. Из таблицы следует, что ОУ неустойчив.

Таблица 1- Собственные значения и меры модального доминирования ОУ

собственные значения λ_i	-4,23	-3,05	0,03	-1,77	-0,07
мера управляемости μ_u	11,67	3,87	2,17	0,60	0,10

Синтез проводился итерационным методом с использованием сетевого Visual MatLab (<http://mathscinet>). Выбрали коэффициент сжатия спектра $S = 0,001$. При синтезе необходимо на каждом шаге итерации повторять расчет, организуя перебор точек спектра. Для нахождения матрицы обратных связей K использовались выражения (2), (3) и (4).

$$K_0 = \begin{bmatrix} -0,0395 & 0,0302 & -0,1244 & 0,1816 & -0,0076 \\ -0,0730 & -0,3278 & 0,0190 & -0,0630 & -0,0255 \end{bmatrix}.$$

Фробениусова норма матрицы K_0 – 0.36. Затраты модального регулятора, оцениваемые, в нашем случае, нормой матрицы обратных связей, в общем, складываются из затрат на изменение темпов (модули собственных значений) и формы траекторий (собственные векторы). Поэтому при синтезе модального управления многосвязной системой одна из осмысленных и вполне достижимых целей состоит в сближении собственных векторов матриц A и Q , что отвечает естественной цели получить реализуемый на практике регулятор (малая фробениусова норма матрицы обратных связей).

В таблице 2 приведен спектр и меры модального доминирования для замкнутой системы с регулятором K_0 .

Таблица 2 - Собственные значения и меры модального доминирования замкнутой системы с регулятором K_0 .

Собственные значения λ_i	-5,28	-3,51	-0,10	-1,81	-0,05
Мера управляемости μ_u	12,47	3,78	0,72	0,32	0,41

Сравнение спектра и мер модального доминирования для ОУ и замкнутой системы показывает, что синтез изменил все собственные значения объекта управления и их меры доминирования. Превалируют мера доминирования собственного значения λ_1 .

Оптимизация модального управления. Оптимизация модального управления по выражениям (6) и (7) дает следующие результаты. Матрица обратных связей K_{opt} :

$$K_{opt} = \begin{bmatrix} -0,9015 & 0,0322 & -0,0896 & 0,1388 & -0,0001 \\ -0,0728 & -0,3274 & 0,0248 & -0,0703 & -0,0268 \end{bmatrix}.$$

Фробениусова норма матрицы $K_{opt} - 0.92$. В таблице 3 приведен спектр и меры модального доминирования для замкнутой системы с регулятором K_{opt} .

Таблица 3 - Собственные значения и меры модального доминирования оптимизированной замкнутой системы

Собственные значения λ_j	-5,24	-3,51	-0,44	-1,79	-0,08
Мера управляемости μ_u	11,45	5,23	1,65	0,24	0,03

Оптимизация модального управления получена в основном за счет изменения собственного значения λ_3 .

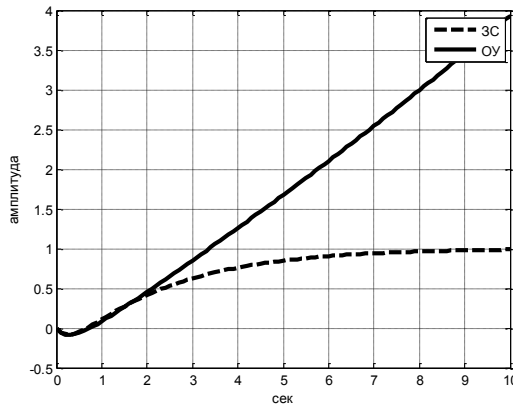


Рис. 2 – Переходные характеристики ОУ и оптимизированной замкнутой системы управления

На рисунке 2 приведены переходные характеристики ОУ и оптимизированной замкнутой системы (ЗС) по сепаратному каналу: температура донного нагревателя Td – диаметр кристалла Ds . Это стандартное отображение качества управления позволяет сделать вывод, что синтезированный регулятор может быть использован для управления выращиванием этих монокристаллов.

Выводы. Для многосвязного процесса выращивания крупногабаритных монокристаллов проведен синтез оптимальной в среднеквадратичном системе управления. На первом этапе, опираясь на метод модального доминирования при итерационном смещении собственного спектра объекта управления, синтезировался модальный регулятор. На втором этапе синтеза проводилась оптимизация регулятора.

Замкнутая система управления устойчива. Параметры переходного процесса: длительность переходного процесса в замкнутой системе в 9 сек, и таблица 3 показывают, что синтезированная система удовлетворяет требованиям к качеству управления при выращивании кристаллов. В производственных условиях процесс выращивания часто подвержен действию кратковременных возмущений тепловых условий, что может привести к неравномерному распределению (захвату) активатора по длине кристалла. Этот процесс резко ухудшает качество конечной продукции. Замкнутая система с синтезированным регулятором имеет в канале управления диаметром монокристалла быстрое доминирующее собственное значение $\lambda_1 = -5,24$ с $\mu_u = 11,45$ (таблица 3), что позволяет замкнутой системе отреагировать на такое возмущение и уменьшить его влияние на качество монокристалла. Таким образом, качество управления процессом кристаллизации синтезированным регулятором в большой степени характеризует таблица 3, так как величины λ_i и μ_u отражают доминирование и темпы реакций в замкнутой системе.

Список литературы: 1. Рост кристаллов / [Горилецкий В. И., Гринева В. В., Заславский Б. Г. и др.]. – Харьков: АКТА, 2002. – 535с. 2. Зубов Н.Е., Микрин Е.А., Негодяев С.С., Рябченко В.Н., Лапин А.В. Оптимизация законов управления орбитальной стабилизации космического аппарата// Труды МФТИ. – 2012. –Том 4, №2. – с.164-176. 3. Балонин Н. А. Новый курс теории управления движением / Н. А. Балонин. – СПб.: Изд-во С.-Петербург. Ун-та, 2000. – 160 с.

Bibliography: 1. Rost kristallov / [Goriletskij V. I., Grineva V. V., Zaslavskij B. G. i dr.]. – Kharkov: AKTA, 2002. – 535p. 2. Zubov N.E., Mikrin E.A., Negodjaev C.C., Rjabchenko V.N., Lapin A.V. Optimizatsija zakonov upravlenija orbitalnoi stabilizatsii kosmicheskogo apparata// Trudi MFTI. – 2012. –Vol 4, NO2. – 164-176. 3. Balonin N. A. Novij kurs teorii upravlenija dviganiem / N. A. Balonin. – SPb.: Izd-vo S.-Peterb. Un-ta, 2000. – 160 p.

Поступила (received) 27.11.2014

С. Н. ШУКЛИНОВ, д-р техн. наук, доц. ХНАДУ, Харьков

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СТАТИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВАКУУМНОГО УСИЛИТЕЛЯ ТОРМОЗОВ В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ ПО ДАВЛЕНИЮ

Приведен анализ напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного элемента следящего устройства вакуумного усилителя тормозов для каждого участка его статической характеристики. Представлено математическое описание статической характеристики вакуумного усилителя тормозов в режиме насыщения по давлению. Установлена связь между усилием на входе и выходе вакуумного усилителя тормозов в режиме его насыщения по давлению. Предложено аналитическое определение параметров статической характеристики вакуумного усилителя в указанном режиме. Получена аналитическая зависимость коэффициента передачи следящего устройства в режиме насыщения по давлению. Определено, что коэффициент передачи следящего устройства больше единицы. Приведены расчетные и экспериментальные статические характеристики вакуумного усилителя тормозов.

Ключевые слова: вакуумный усилитель тормозов, статическая характеристика, следящее устройство, упруго-эластичный элемент, насыщение по давлению.

Введение. Вакуумный усилитель применяется практически на каждом автомобиле, оборудованном гидравлической тормозной системой с главным тормозным цилиндром. Этот аппарат позволяет существенно улучшить эргономические качества тормозного управления автомобиля. Определенное соотношение между усилием на штоке (выходе) $F_{\text{ш}}$ усилителя и усилием управления $F_{\text{т}}$, приложенного со стороны водителя (на входе) обеспечивает следящее устройство. В конструкциях современных вакуумных усилителей следящее устройство чаще всего формируется на основе упруго-эластичного элемента выполненного в виде диска 2 (см. рис. 1). Такое следящее устройство позволяет получить нелинейную статическую характеристику усилителя, если обеспечить зазор δ между торцом поршня управления и упруго-эластичным диском в момент открытия атмосферного клапана.

Анализ последних исследований. Анализ научно-технической литературы показывает, что нелинейная статическая характеристика вакуумного усилителя с начальной нечувствительностью является предпочтительной [1]. Причем начальная нечувствительность вакуумного усилителя должна проявляться в виде зоны отсутствия следящего действия при его включении, обусловленной зазором δ . В этом случае характер деформации упруго-эластичного диска изменяется в зависимости от режима работы усилителя. Связь между усилием на входе (толкателе) $F_{\text{т}}$ усилителя и его выходе (штоке) $F_{\text{ш}}$, установленная авторами в работах [2, 3] в зависимости от напряженно-деформированного состояния упруго-

© С. Н. Шуклинов, 2014

эластичного элемента следящего устройства определена для режимов включения и следящего действия усилителя. Авторы работы [4] приводят зависимость для определения коэффициента усиления вакуумного усилителя в режиме насыщения по давлению. Следует отметить, что предложенная зависимость между усилием на толкателе и штоке усилителя в режиме его насыщения по давлению не учитывает напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного элемента и справедлива только для гидравлических следящих устройств.

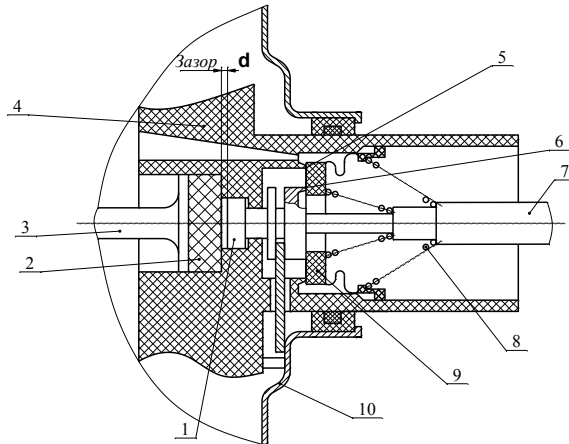


Рис. 1 – Схема следящего и клапанного устройства вакуумного усилителя в момент открытия атмосферного клапана: 1 – поршень управления; 2 – упруго-эластичный диск; 3 – шток; 4 – поршень усилителя; 5 – седло вакуумного клапана; 6 – седло атмосферного клапана; 7 – толкатель; 8 – пружина толкателя; 9 – затвор клапана; 10 – корпус усилителя.

Цель и постановка задачи. Установить связь между усилием на входе F_T и выходе $F_{ш}$ вакуумного усилителя тормозов в режиме его насыщения по давлению на основе анализа напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного элемента следящего устройства.

Анализ напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного элемента следящего устройства. Связь между усилием на входе (толкателе) F_T усилителя и его выходе (штоке) $F_{ш}$ отражает его статическая характеристика $F_{ш} = f(F_T)$ (рис. 2). Каждый участок статической характеристики определяет напряженно-деформированное состояние упруго-эластичного элемента следящего устройства вакуумного усилителя.

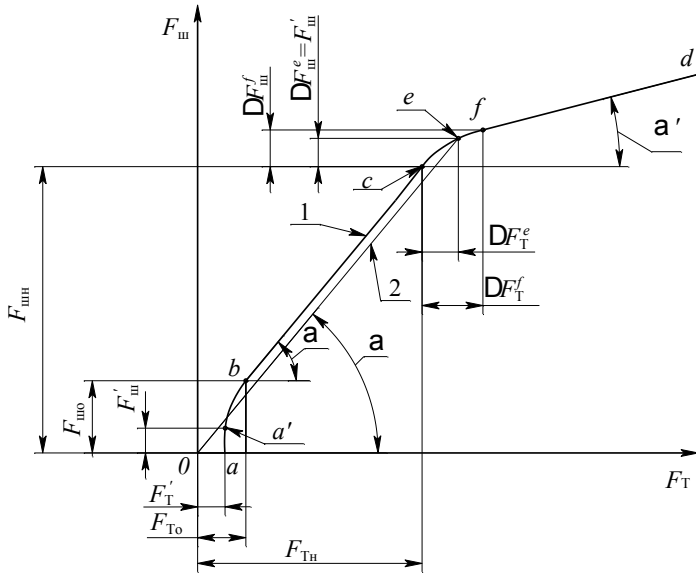


Рис. 2 – Статическая характеристика вакуумного усилителя $F_{ш} = f(F_T)$:

1 – с начальной нечувствительностью (зазор $\delta > 0$); 2 – без начальной нечувствительности (зазор $\delta = 0$); $F_T', F_{ш}'$ – усилие соответственно на поршне управления и штоке усилителя при открытии атмосферного клапана в момент касания упруго-эластичного элемента торца поршня управления (точка a' на характеристике); $F_{T0}', F_{ш0}'$ – усилие соответственно на поршне управления и штоке усилителя после выдавливания упруго-эластичного элемента в зазор перед поршнем управления; $F_{Tн}, F_{шн}$ – усилие соответственно на поршне управления и штоке усилителя при насыщении усилителя; c – точка насыщения усилителя по давлению при зазоре $\delta > 0$; e – точка насыщения усилителя по давлению при зазоре $\delta = 0$.

В зоне отсутствия следящего действия $0aa'$ (см. рис. 2) вакуумный усилитель тормозов может находиться в двух состояниях:

$0a$ – усилие на толкателе F_T не достаточно для открытия атмосферного клапана, при этом состояние упруго-эластичного элемента соответствует рис. 3а;

aa' – усилие на толкателе F_T' обеспечивает перемещение поршня управления на расстояние h_v^{\max} достаточное для закрытия вакуумного клапана и открытия атмосферного клапана.

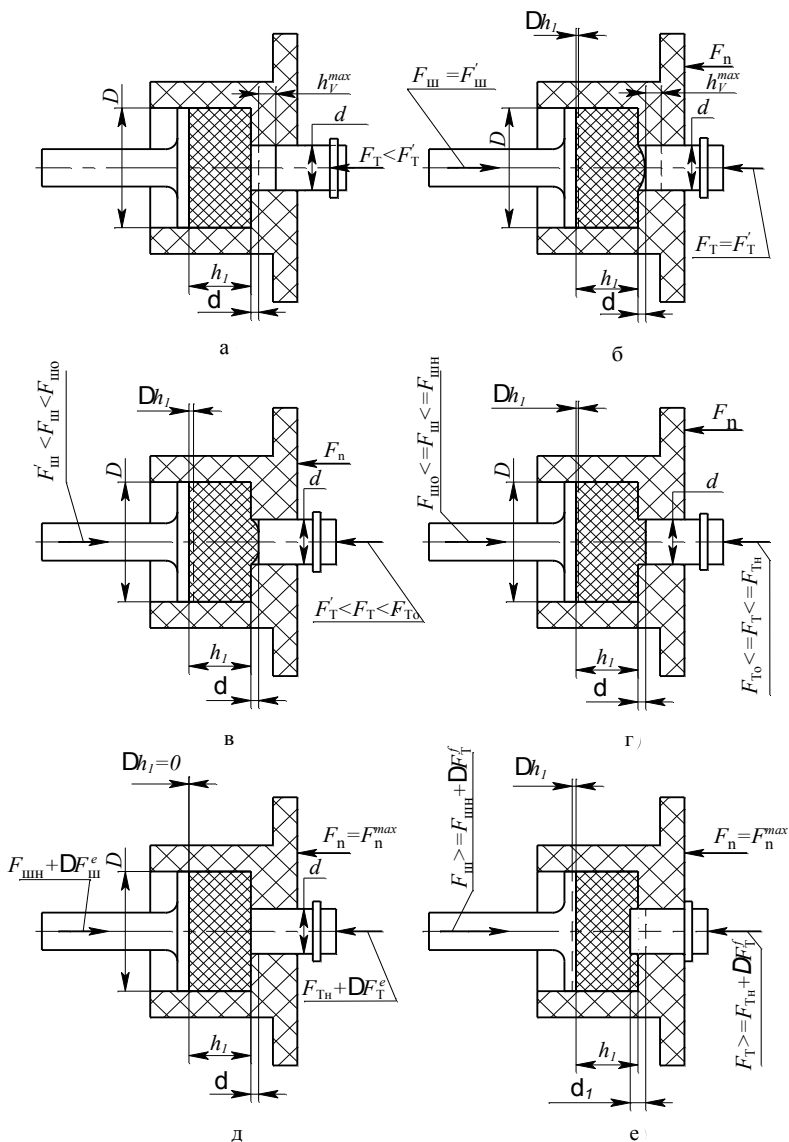


Рис. 3 – Схема напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного элемента следящего устройства вакуумного усилителя: а, б – в зоне нечувствительности усилителя; в – в переходной зоне; г – в зоне следящего действия усилителя; д, е – в зоне насыщения усилителя по давлению; d, D – диаметры торцов, соответственно поршня управления и штока усилителя, взаимодействующих с упруго-эластичным элементом.

При этом усилии F_n , сформированное перепадом давления на поршне усилителя, выдавливает упруго-эластичный элемент в отверстие до соприкосновения его с торцом поршня управления (см. рис. 3б). Точка a' на характеристике соответствует моменту касания упруго-эластичного элемента торца поршня управления. В этом случае на штоке усилителя сформировано усилии $F'_ш$ [3].

В переходной зоне $a'b$ характеристики появляется следящее действие усилителя. Нелинейный характер зоны $a'b$ обусловлен изменяющейся площадью контакта упруго-эластичного элемента с торцом поршня управления (рис. 3в). Данная зона, соответствует заполнению зазора материалом упруго-эластичного элемента с момента касания торца поршня управления (рис. 3б) до полного прилегания к его торцу (рис. 3г). Концу переходной зоны характеристики (точка b) усилии на толкателе и на штоке соответственно равны $F_{то}$ и $F_{шо}$. При этом зазор полностью заполняется материалом упруго-эластичного элемента, и усилитель переходит в режим следящего действия (соответствует участку bc статической характеристики см. рис.1). В этом случае напряженно-деформированное состояние упруго-эластичного элемента следящего устройства соответствует рисунку 3г.

В зоне насыщения усилителя по давлению (участок $cefd$ на рис. 1) упруго-эластичный элемент следящего устройства имеет два характерных состояния как показано на рис. 3д и 3е. Начало зоны насыщения соответствующее точке c характерно тем, что в атмосферной полости вакуумного усилителя давление воздуха достигает максимального значения и равно атмосферному давлению. В этом случае увеличение усилии на поршне управления вызывает открытие атмосферного клапана, но изменения перепада давления на поршне усилителя не происходит. При этом поршень управления внедряется в упруго-эластичный элемент (см. рис. 3д и 3е).

В зоне насыщения усилителя по давлению его характеристика имеет две определяющие точки e и f . Точка e на характеристике соответствует состоянию следящего устройства, в котором упруго-эластичный элемент выдвинут из зазора δ и принял исходную форму – форму диска (рис. 3д). Точка f статической характеристики усилителя соответствует состоянию его следящего устройства, в котором поршень управления максимально внедрился в упруго-эластичный элемент до образования жесткой механической связи с поршнем усилителя (рис. 3г).

Внедрение поршня управления в упруго-эластичный элемент обуславливает увеличение в нем действующих напряжений и как следствие увеличения давления на его торец, которое с учетом положений изложенных в работе [2] в общем случае можно определить по зависимости:

$$\Delta p_i = \frac{\delta_i}{h_1} E(A + 2\mu_{\text{тр}} C), \quad (1)$$

где Δp_i – увеличение давления упруго-эластичного элемента на торце поршня управления; δ_i – внедрение поршня управления в упруго-эластичный элемент; h_1 – толщина упруго-эластичного диска; E – модуль упругости материала упруго-эластичного диска; $A = 1.5 + \frac{1}{1 - \frac{d^2}{D^2}} \ln \frac{D}{d}$ –

коэффициент [2]; $C = \frac{h_1}{d} \cdot \frac{1}{1 - \frac{d}{D}} + \frac{d}{h_1} \cdot \left[\frac{1}{6} + \frac{\frac{1}{3} \frac{d^3}{D^3} - \frac{d}{D} + \frac{2}{3}}{2 \frac{d}{D} \left(1 - \frac{d^2}{D^2} \right)} \right]$ – коэффициент [2];

$\mu_{\text{тр}}$ – коэффициент трения.

Для перемещения поршня управления на величину зазора δ , при котором упруго-эластичный элемент принимает форму диска, необходимо на толкателе обеспечить приращение усилия ΔF_{T}^e . С учетом выражения (1) можно записать:

$$\Delta F_{\text{T}}^e = \frac{\delta}{h_1} E(A + 2\mu_{\text{тр}} C) S_{\text{пш}}, \quad (2)$$

где δ – внедрение поршня управления в упруго-эластичный элемент равное величине зазора; $S_{\text{пш}}$ – площадь торца поршня управления.

В соответствии с приращением усилия ΔF_{T}^e приложенного к толкателю на штоке усилителя будет сформировано усилие $\Delta F_{\text{ш}}^e$. Поскольку усилитель находится в режиме насыщения, постольку приращение усилия на штоке определяется приращением усилия на толкателе и свойствами следящего устройства. Для точки e статической характеристики можно записать:

$$\Delta F_{\text{ш}}^e = \Delta F_{\text{T}}^e tg\alpha', \quad (3)$$

где $tg\alpha'$ – коэффициент усиления следящего устройства вакуумного усилителя.

Коэффициент усиления $tg\alpha'$ следящего устройства оценивает отношение приращения выходного сигнала к приращению входного сигнала после насыщения усилителя по давлению. Для определения коэффициента

усиления следящего устройства $tg\alpha'$ рассмотрим равенство (4), которое определяет приращение усилия на штоке после насыщения усилителя по давлению:

$$\Delta F_{ш} = \Delta F_T + \mu_{тр} \pi D h_1 \Delta \sigma, \quad (4)$$

где $\Delta \sigma$ – приращение напряжения деформации в зоне прилегания упруго-эластичного элемента к штоку при внедрении поршня управления.

В правой части выражения (4) второй компонент характеризует силы трения упруго-эластичного элемента о стенки отверстия в поршне. При внедрении поршня управления 6 в упруго-эластичный элемент, объем деформируемой цилиндрической зоны 1 уменьшается, и часть материала вытесняется в кольцевую зону 2 (см. рис. 4) [2]. Это обуславливает перемещение части объема из кольцевой зоны 2 в кольцевую зону 3 и смещение поршня усилителя 5 относительно поршня управления 6 до образования жесткой связи 8. Знак «+» в уравнении (4) обусловлен тем, что направление сил трения a со стороны поршня усилителя, приложенных к материалу упруго-эластичного диска в кольцевой зоне деформации 2 совпадает с направлением усилия на поршне управления 6.

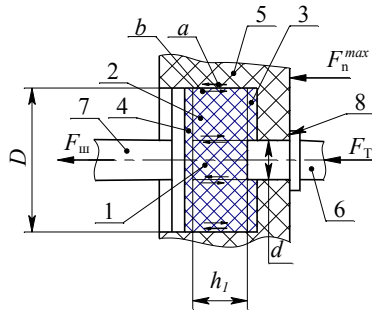


Рис. 4 – Схема деформации упруго-эластичного диска следящего устройства вакуумного усилителя в режиме насыщения по давлению: 1 – цилиндрическая зона деформации; 2 – кольцевая зона деформации; 3 – кольцевая зона вытесняемого объема; 4 – недеформированная зона; 5 – поршень усилителя; 6 – поршень управления; 7 – шток; 8 – жесткая механическая связь поршня управления с поршнем усилителя; a – направление сил трения поршня; b – направление сдвига при деформации упруго-эластичного диска; F_n^{max} – усилие на поршне усилителя при насыщении по давлению.

Учитывая, что приращение напряжения деформации в недеформированной зоне 4 упруго-эластичного элемента (см. рис. 4) при внедрении в него поршня управления равно:

$$\Delta\sigma = \frac{4\Delta F_T}{\pi D^2}, \quad (5)$$

из равенства (4) несложно получить зависимость приращения усилия на штоке от приращения усилия на толкателе

$$\Delta F_{ш} = \Delta F_T \left(1 + 4\mu_{тр} \frac{h_1}{D} \right). \quad (6)$$

Приращение усилия на толкателе после точки c до величины ΔF_T^f определяет максимальное внедрение поршня управления в упруго-эластичный элемент и образование жесткой механической связи с поршнем усилителя, что соответствует точке f статической характеристики (рис. 2).

Приращение усилия ΔF_T^f в соответствии с выражением (1) определяет уравнение (7).

$$\Delta F_T^f = \frac{\delta_1}{h_1} E(A + 2\mu_{тр} C) S_{пв}, \quad (7)$$

где δ_1 – внедрение поршня управления в упруго-эластичный элемент при максимальном открытии атмосферного клапана усилителя;

Прирост усилия на толкателе ΔF_T^f вызывает соответствующее увеличение усилия на штоке $\Delta F_{ш}^f$:

$$\Delta F_{ш}^f = \Delta F_T^f \operatorname{tg}\alpha'. \quad (8)$$

С учетом (8), определим коэффициент усиления следящего устройства вакуумного усилителя:

$$\operatorname{tg}\alpha' = \frac{\Delta F_{ш}}{\Delta F_T} = 1 + 4\mu_{тр} \frac{h_1}{D}. \quad (9)$$

Выражение (9) отражает зависимость коэффициента усиления следящего устройства вакуумного усилителя от геометрических параметров упруго-эластичного диска и коэффициента трения.

С учетом полученных зависимостей можно определить усилие на штоке вакуумного усилителя в режиме насыщения по давлению после образования жесткой связи между поршнем управления и поршнем усилителя:

$$F_{ш}^d = F_{шн} + (F_T^d - F_{Тн}) \operatorname{tg} \alpha', \quad (10)$$

где $F_T^d, F_{ш}^d$ – усилие соответственно на толкателе и штоке вакуумного усилителя тормозов в режиме его насыщения по давлению.

На рисунке 5 представлена экспериментальная статическая характеристика 1 вакуумного усилителя тормозов ХАДИ-3510010. На этом же рисунке нанесена и расчетная характеристика 2 этого же усилителя, построенная по разработанным зависимостям. Хорошее соответствие расчетных значений экспериментальным данным – очевидно.

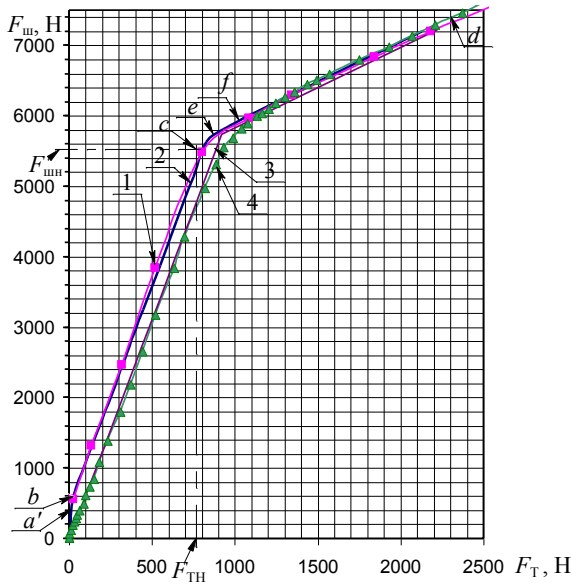


Рис. 5 – Экспериментальная и расчетная статические характеристики вакуумного усилителя ХАДИ-3510010: 1 – экспериментальная характеристика; 2 – расчетная характеристика; 3, 4 – экспериментальная и расчетная характеристики усилителя без начальной нечувствительности; точки a' , b , c , e , f , d соответствуют рисунку 2.

Экспериментально подтверждено, что коэффициент усиления следящего устройства в режиме насыщения по давлению больше единицы, в частности для вакуумного усилителя ХАДИ-3510010 определено что $\operatorname{tg} \alpha' = 1,08 \div 1,12$.

На рисунке 5 нанесены также экспериментальная 3 и расчетная 4 статические характеристики вакуумного усилителя, не имеющего начальной нечувствительности. Для получения экспериментальной характеристики 3 в усилителе ХАДИ-3510010 был увеличен линейный размер поршня

управления на величину зазора $\delta = 0,5$ мм. Хорошее совпадение этих характеристик еще раз подтверждает адекватность описания напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного диска следящего устройства.

Выводы. Таким образом, определен характер деформации упруго-эластичного элемента следящего устройства, установлены связь между усилием на входе и выходе вакуумного усилителя тормозов в режиме его насыщения по давлению и зависимость коэффициента усиления следящего устройства от его геометрических параметров.

Полученные зависимости (2, 3, 7 – 10) позволяют конструктору на стадии проектирования определить статическую характеристику вакуумного усилителя тормозов со следящим устройством на основе упруго-эластичного диска в режиме насыщения по давлению и оценить влияние на эту характеристику геометрических параметров упруго-эластичного диска.

Список литературы: 1. Шуклинов С.Н. Анализ статической характеристики вакуумного усилителя / С.Н. Шуклинов // Вестник МАДИ (ГТУ). – 2009. – Вып. 3(18). – С. 7–11. 2. Туренко А.Н. Удельное усилие на поршне управления вакуумного усилителя тормозов / А.Н. Туренко, С.Н. Шуклинов // Вестник ХНАДУ. – 2010. – Вып. 49. – С. 39–46. 3. Шуклинов С.Н. Удельное усилие на штоке вакуумного усилителя тормозов / С.Н. Шуклинов // Вестник НТУ ХПИ «Автомобиле и тракторостроение». – 2010. – Вып. 33. – С. 54 – 63. 4. Гришкевич А.И. Автомобили: Конструкция, конструирование и расчет. Системы управления и ходовая часть: учеб. пособие для вузов/ А.И. Гришкевич, Д.М. Ломако, В.П. Автушко и др.; под ред. А.И. Гришкевича. – Мн.: Выш. шк., 1987. – 200 с.

Bibliography (transliterated): 1. Shuklinov S.N. "Analiz staticheskoy harakteristiki vakuumnogo usilitelya." *Vestnik MADI (GTU)*. No. 3(18). 2009. p. 7–11. Print. 2. Turenko A.N., and S.N. Shuklinov "Udelnoe usilie na porshne upravleniya vakuumnogo usilitelya tormozov." *Vestnik HNADU*. NO. 49. 2010. p. 39–46. Print. 3. Shuklinov S.N. "Udelnoe usilie na shtoke vakuumnogo usilitelya tormozov." *Vestnik KhPI (NTU). Tematicheskij vypusk: Avtomobile- i traktorostroenie*. NO. 33. 2010. p. 54 – 63. Print. 4. *Avtomobili: Konstrukciya, konstruirovaniye i raschet. Sistemy upravleniya i hodovaya chast: ucheb. posobie dlya vuzov.* A.I. Grishkevich, D.M. Lomako, V.P. Avtushko i dr.; pod red. A.I. Grishkevicha. – Mn.: Vysh. shk., 1987. – 200 p. Print.

Поступила (received) 22.12.2014

РЕФЕРАТИ

УДК 621.314. – 621.391

Оптимизация тактовой частоты фазометра для двигателя внутреннего сгорания / А.Н. Борисенко, А.Б. Богаевский, Б.И. Кубрик, О.В. Лавриненко // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХП», 2014. – №67 (1109). – С. 3–7. – Бібліогр.: 9 назв.

У статті досліджується середньоквадратична похибка цифрового інтегруючого фазометра й пропонується спосіб її зменшення за рахунок реалізації певного співвідношення між тактовою входних імпульсів, між якими вимірюється фазовий зсув. Авторами показано, що мінімально можливе значення даної похибки можна набути, забезпечивши дотримання співвідношення між частотою квантування і частотою вказаних послідовностей в будь-якому діапазоні зміни останньої.

Ключові слова: кут зсуву фаз, тактова частота, фазометр, двигун внутрішнього згорання.

УДК 621.313.333

Обеспечение устойчивости вентиляного электродвигателя конверсионного гибридного автомобиля / В.Я. Двадненко // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 8–17. – Бібліогр.: 6 назв. – ISSN 2079-083x.

Розглянуто особливості застосування тягового вентиляного електродвигуна на основі генераторної синхронної електричної машини для конверсії звичайного автомобіля в заряджуваний гібридний автомобіль. Запропоновано методику забезпечення стійкості такого електродвигуна за допомогою електронного управління компенсацією реакції якоря. Розроблено та практично реалізовано на основі розробленої методики блок управління збудженням вентиляного електродвигуна на основі автомобільного генератора Г290.

Ключові слова: компенсація реакції якоря, вентиляльний електродвигун, конверсія автомобіля, гібридний автомобіль, електропривод.

УДК 621.586

Поддержание заданной температуры инерционного объекта с использованием ШИМ-регулирования с предсказанием / П. А. Качанов, О. Н. Евсеенко // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С.18-28. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2079-083x.

Використано метод управління інерційними тепловими об'єктами з передбаченням, розроблений апаратно-програмний комплекс для дослідження теплових законів управління, отримані розгінні характеристики теплового об'єкта, розрахований максимально допустимий період дискретизації перехідного процесу по теоремі Котельникова (теорема Найквіста-Шеннона), обрана частота дискретизації, проведено натурний експеримент з управління інерційним тепловим об'єктом.

Ключові слова: інерційний об'єкт, тепловий об'єкт із зосередженими параметрами, об'єкт із розподіленими параметрами, частота дискретизації, теорема Котельникова (теорема Найквіста-Шеннона), широтно-імпульсна модуляція, прогноуючий фільтр.

УДК 621.396

О влиянии огибающей излучаемого радиоимпульса на оценки плазменных температур, определяемых с помощью метода некогерентного рассеяния / Д.В. Котов, А.В. Богомаз, А.И. Лялюк, Д.А. Искра // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХП». – 2014. – № 67 (1109). – С. 29–32. Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2079-083x.

Розглянуто вплив форми обвідної зондувального радіоімпульсу на результати розв'язання зворотної задачі радіофізики (оцінювання параметрів іоносферної плазми за допомогою методу некогерентного розсіяння). Показано, що використання вимірної за розробленим алгоритмом

обвідної зондувального радіоімпульсу призвело до істотного покращення результатів розв'язку зворотної задачі радіофізики. Усунено систематичні похибки оцінок параметрів іоносфери, які виникали внаслідок неврахування реальної форми обвідної імпульсу.

Ключові слова: радар некогерентного розсіяння, функція невизначеності, обвідна імпульсу.

УДК 621.394

Формирование широкополосных сигналов с расширенным спектром в компьютеризированных интегрированных системах / В.А.Крылова // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків : НТУ «ХП». – 2014. – № 67 (1109). – С. 33–37. Бібліогр.: 4 назв. – ISSN 2079-083x.

Розглянута система передачі даних в комп'ютеризованих інтегрованих системах. Запропоновані вдосконалені методи передачі інформації на основі процедур синтезу сигнально-кодкових конструкцій з широкосмуговими сигналами. Розроблено метод формування сигналів із штучно створюваним гребінчастим спектром, що належать до класу широкосмугових сигналів, який дозволяє підвищувати ефективність використання частотно-часового ресурсу систем передачі шляхом усунення захисних інтервалів між індивідуальними каналами.

Ключові слова: канал зв'язку, комп'ютеризовані системи і мережі, система захисту інформації, адаптивне кодування, широкосмугові сигнали, гребінчастий спектр сигналу, сигнально-кодова конструкція.

УДК 530.17, 621.3.049.76

Влияние масштаба на электрофизические параметры компонентов микроэлектромеханических систем / И.Ш. Невлюдов, В.А. Палагин, Ю.И. Богдан, С.М. Томанова // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 38–48. Бібліогр.: 10 назв. – ISSN 2079-083x.

Теорії подібності та розмірностей фізичних величин (ТП та РФВ) містить основні принципи для оцінювання зміни властивостей МЕМС при зменшенні лінійних розмірів. Різноманітні активні сили змінюються за різними законами, ці сили перераховані. ТП та РФВ можуть використовуватися для аналізу й оцінки зміни характеристик МЕМС. У статті показано деякі основні тенденції мікромініатюризації.

Ключові слова: теорія подібності, теорія розмірностей фізичних величин, мікроелектромеханічні системи, мікросистемна техніка, ефекти масштабування, мініатюризація.

УДК 621.317.757

Аналіз функціональних і метрологічних характеристик вимірювача модуляції / Ю. Ф. Павленко, К. В. Голікова // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 49–53. – Бібліогр.: 4 назв. – ISSN 2079-083x.

Проведено поглиблений розгляд функціональних можливостей та метрологічних характеристик вимірювача модуляції. З чого можна зробити висновок, що реальні метрологічні можливості модулометра потенційно вище, ніж це вказано у технічному описі, а урахування особливостей проходження сигналу через тракт вимірювача модуляції і залежності метрологічних характеристик від параметрів сигналу дозволяє реалізувати ці можливості.

Ключові слова: амплітудна модуляція, частотна модуляція, вимірювач модуляції, девіація частоти, коефіцієнт амплітудної модуляції, коефіцієнт гармонік.

УДК 551.594.221

Сравнение зон защиты стержневого молниеотвода, определяемых действующим нормативным документом / А. А. Петков // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 54–58. – Бібліогр.: 3 назв. – ISSN 2079-083x.

У статті запропоноване співвідношення для визначення ймовірності ураження ґрунту в районі розташування стрижневого блискавковідводу при побудові його зони захисту за методом фіктивної сфери. Отримані в статті дані дозволяють розмежовувати сферу застосовності методів побудови зони захисту стрижневого блискавковідводу виходячи із припустимої ймовірності ураження поверхні ґрунту в зоні, що захищається.

Ключові слова: розряд блискавки, функція розподілу, ураження ґрунту.

УДК 621.317.42

Моделирование электрического поля в системах с тонкими проводящими стержнями при наличии объемного заряда / М.М. Резинкина, О.Л. Резинкин, Е.Е. Светличная, Е.В. Сосина // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 59–67. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2079-083x.

Виконані розрахунки розподілів електричного поля (ЕП) в системі, що імітує лідерний канал блискавки, який наближається до землі, і громовідвід. При цьому врахована наявність об'ємного заряду в стримерній зоні лідера і корони в околиці вершини громовідводу. Обґрунтована можливість усикання розрахункової області так, що вона включає громовідвід і ділянку землі, на якій він розташований, а також нижню частину лідерного каналу блискавки.

Ключові слова: електричне поле, лідерний канал блискавки, громовідвід, об'ємний заряд.

УДК 621.3.078.3

Оптимизация модального управления многомерным процессом кристаллизации / В. С. Суздаль, Ю. С. Козьмин, В. Н. Тонкошкур // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 68–75. – Бібліогр.: 3 назв. – ISSN 2079-083x.

Розглядається задача оптимізації модального керування для технологічного процесу вирощування великогабаритних скінтіляційних монокристалів. Синтез керування проведено на основі заходів модального домінування. Застосована ітераційна процедура зміщення власного спектра об'єкта керування. Це дозволило забезпечити оптимальне розміщення полюсів замкнутої системи. Параметри перехідного процесу в замкнутій системі показують, що синтезована система задовольняє вимогам до якості керування.

Ключові слова: оптимізація, модальне керування, модальне домінування, керування вирощуванням монокристалів.

УДК .004.12:629.062

Математическое описание статической характеристики вакуумного усилителя тормозов в режиме насыщения по давлению / С.Н. Шуклинов // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 76-85. Бібліогр.:4 назв. – ISSN 2079-083x.

Наведено аналіз напружено-деформованого стану пружно-еластичного елемента слідкуючого пристрою вакуумного підсилювача гальм для кожної ділянки його статичної характеристики. Представлено математичний опис статичної характеристики вакуумного підсилювача гальм в режимі насичення по тиску. Встановлено зв'язок між зусиллям на вході і виході вакуумного підсилювача гальм в режимі насичення по тиску. Запропоновано аналітичне визначення параметрів статичної характеристики вакуумного підсилювача в зазначеному режимі. Отримана аналітична залежність коефіцієнта передачі слідкуючого пристрою в режимі насичення по тиску. Визначено, що коефіцієнт передачі слідкуючий пристрій більше одиниці. Наведено розрахункові та експериментальні статичні характеристики вакуумного підсилювача гальм.

Ключові слова: вакуумний підсилювач гальм, статична характеристика, слідкуючий пристрій, пружно-еластичний елемент, насичення по тиску

РЕФЕРАТЫ

УДК 621.314. – 621.391

Оптимизация тактовой частоты фазометра для двигателя внутреннего сгорания / А.Н. Борисенко, А.Б. Богаевский, Б.И. Кубрик, О.В. Лавриненко // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХП», 2014. – №67 (1109). – С. 3 –7. – Бібліогр.: 9 назв.

В статье исследуется среднеквадратичная погрешность цифрового интегрирующего фазометра и предлагается способ ее уменьшения за счет реализации определенного соотношения между тактовой частотой входных импульсов, между которыми измеряется фазовый сдвиг. Авторами показано, что минимально возможное значение данной погрешности можно получить, обеспечив соблюдение соотношения между частотой квантования и частотой указанных последовательностей в любом диапазоне изменения последней.

Ключевые слова: угол сдвига фаз, тактовая частота, фазометр, двигатель внутреннего сгорания.

УДК 621.313.333

Обеспечение устойчивости вентиляного электродвигателя конверсионного гибридного автомобиля / В.Я. Двадненко // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків. : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 8 – 17. – Бібліогр.: 6 назв. – ISSN 2079-083x.

Рассмотрены особенности применения тягового вентиляного электродвигателя на основе генераторной синхронной электрической машины для конверсии обычного автомобиля в подзаряжаемый гибридный автомобиль. Предложена методика обеспечения устойчивости такого электродвигателя с помощью электронного управления компенсацией реакции якоря. Разработан и практически реализован на основе разработанной методики блок управления возбуждением вентиляного электродвигателя на основе автомобильного генератора Г290.

Ключевые слова: компенсация реакции якоря, вентиляный электродвигатель, конверсия автомобиля, гибридный автомобиль, электропривод.

УДК 621.586

Поддержание заданной температуры инерционного объекта с использованием ШИМ-регулирования с предсказанием / П. А. Качанов, О. Н. Евсеев // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 18-28. – Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2079-083x.

Использован метод управления инерционными тепловыми объектами с предсказанием, разработан аппаратно-программный комплекс для исследования тепловых законов управления, получены разгонные характеристики теплового объекта, рассчитан максимально допустимый период дискретизации переходного процесса по теореме Котельникова (теорема Найквиста-Шеннона), выбрана частота дискретизации, проведен натурный эксперимент по управлению инерционным тепловым объектом.

Ключевые слова: инерционный объект, тепловой объект с сосредоточенными параметрами, объект с распределенными параметрами, частота дискретизации, теорема Котельникова (теорема Найквиста-Шеннона), широтно-импульсная модуляция, предсказывающий фильтр.

УДК 621.396

О влиянии огибающей излучаемого радиоимпульса на оценки плазменных температур, определяемых с помощью метода некогерентного рассеяния / Д.В. Котов, А.В. Богомаз, А.И. Лялюк, Д.А. Искра // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків : НТУ «ХП». – 2014. – № 67 (1109). – С. 29–32. Бібліогр.: 7 назв. – ISSN 2079-083x.

Рассмотрено влияние формы огибающей зондирующего импульса на результаты решения обратной задачи радиофизики (оценка параметров ионосферной плазмы с помощью метода некогерентного рассеяния). Показано, что использование измеренной по разработанному алгоритму огибающей зондирующего радиопulses привело к существенному улучшению результатов решения обратной задачи радиофизики. Устранены систематические погрешности оценивания параметров ионосферы, которые возникали вследствие неучёта реальной формы огибающей импульса.

Ключевые слова: радар некогерентного рассеяния, функция неопределённости, огибающая импульса.

УДК 621.394

Формирование широкополосных сигналов с расширенным спектром в компьютеризированных интегрированных системах / В.А.Крылова // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків : НТУ «ХП», – 2014. – № 67 (1109). – С. 33–37. Бібліогр.: 4 назв. – ISSN 2079-083x.

Рассмотрены алгоритмы и методы синтеза сигналов с искусственно расширенным спектром, а также технология построения сигнально-кодowych конструкций с системой широкополосного доступа. Показаны пути и способы повышения помехозащищенности и эффективности использования частотно-временного ресурса канала за счет использования цифровых гребенчатых фильтров. Разработан метод формирования сигналов с искусственно создаваемыми гребенчатыми спектрами, которые принадлежат к классу широкополосных сигналов, позволяющий обеспечить эффективное использование частотно ресурса системы передачи, путем устранения защитных интервалов между индивидуальными каналами.

Ключевые слова: компьютеризированные системы и сети, система защиты информации, адаптивное кодирование, широкополосные сигналы, сигнально-кодowych конструкции, гребенчатый фильтр.

УДК 530.17, 621.3.049.76

Влияние масштаба на электрофизические параметры компонентов микроэлектромеханических систем / И.Ш. Невлюдов, В.А. Палагин, Ю.И. Богдан, С.М. Томанова // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 38–48. Бібліогр.: 10 назв. – ISSN 2079-083x.

Теории подобия и размерностей физических величин (ТП и РФВ) содержат основные принципы для оценки изменения свойств МЭМС при уменьшении линейных размеров. Различные активные силы меняются по разным законам, эти силы перечислены. ТП и РФВ могут использоваться для анализа и оценки изменения характеристик МЭМС. В статье показаны некоторые основные тенденции микроминиатюризации.

Ключевые слова: теория подобия, теория размерностей физических величин, микроэлектромеханические системы, микросистемная техника, эффекты масштабирования, миниатюризация.

УДК 621.317.757

Анализ функциональных и метрологических характеристик измерителя модуляции / Ю. Ф. Павленко, Е. В. Голикова // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 49–53. – Бібліогр.: 4 назв. . – ISSN 2079-083x.

Проведено углубленное рассмотрение функциональных возможностей и метрологических характеристик измерителя модуляции. В следствие чего можно сделать вывод, что реальные метрологические возможности модулометра потенциально выше, чем указано в техническом описании, а учет особенностей прохождения сигнала через тракт измерителя модуляции и зависимость метрологических характеристик от параметров сигнала, позволяет реализовать эти возможности.

Ключевые слова: амплитудная модуляция, частотная модуляция, измеритель модуляции, девиация частоты, коэффициент амплитудной модуляции, коэффициент гармоник.

УДК 551.594.221

Сравнение зон защиты стержневого молниеотвода, определяемых действующим нормативным документом / А. А. Петков // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 54–58. – Бібліогр.: 3 назв. – ISSN 2079-083x.

В статье предложено соотношение для определения вероятности поражения грунта в районе расположения стержневого молниеотвода при построении его зоны защиты по методу фиктивной сферы. Полученные в статье данные позволяют разграничивать сферу применимости методов построения зоны защиты стержневого молниеотвода исходя из допустимой вероятности поражения поверхности грунта в защищаемой зоне.

Ключевые слова: разряд молнии, функция распределения, поражение грунта.

УДК 621.317.42

Моделирование электрического поля в системах с тонкими проводящими стержнями при наличии объемного заряда / М.М. Резинкина, О.Л. Резинкин, Е.Е. Светличная, Е.В. Сосина // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 59–67. – Бібліогр.: 9 назв. – ISSN 2079-083x.

Выполнены расчеты распределений электрического поля (ЭП) в системе, имитирующей приближающийся к земле лидерный канал молнии и молниеотвод. При этом учтено наличие объемного заряда в стримерной зоне лидера и короны вокруг вершины молниеотвода. Обоснована возможность усечения расчетной области так, что она включает в себя молниеотвод и участок земли, на котором он расположен, а также нижнюю часть лидерного канала молнии.

Ключевые слова: электрическое поле, лидерный канал молнии, молниеотвод, объемный заряд.

УДК 621.3.078.3

Оптимизация модального управления многомерным процессом кристаллизации / В. С. Суздаль, Ю. С. Козьмин, В. Н. Тонкошкур // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 68–75. – Бібліогр.: 3 назв. – ISSN 2079-083x.

Рассматривается задача оптимизации модального управления для технологического процесса выращивания крупногабаритных сцинтилляционных монокристаллов. Синтез управления проведен на основе мер модального доминирования. Применена итерационная процедура смещения собственного спектра объекта управления. Это позволило обеспечить оптимальное размещение полюсов замкнутой системы. Параметры переходного процесса в замкнутой системе показывают, что синтезированная система удовлетворяет требованиям к качеству управления.

Ключевые слова: оптимизация, модальное управление, модальное доминирование, управление выращиванием монокристаллов.

УДК .004.12:629.062

Математическое описание статической характеристики вакуумного усилителя тормозов в режиме насыщения по давлению / С.Н. Шуклинов // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Харків.: НТУ «ХП», 2014. – № 67 (1109). – С. 76-85. Бібліогр.: 4 назв. – ISSN 2079-083x.

Приведен анализ напряженно-деформированного состояния упруго-эластичного элемента следящего устройства вакуумного усилителя тормозов для каждого участка его статической характеристики. Представлено математическое описание статической характеристики вакуумного усилителя тормозов в режиме насыщения по давлению. Установлена связь между усилием на входе и выходе вакуумного усилителя тормозов в режиме его насыщения по

давлению. Предложено аналитическое определение параметров статической характеристики вакуумного усилителя в указанном режиме. Получена аналитическая зависимость коэффициента передачи следящего устройства в режиме насыщения по давлению. Определено, что коэффициент передачи следящее устройство больше единицы. Приведены расчетные и экспериментальные статические характеристики вакуумного усилителя тормозов.

Ключевые слова: вакуумный усилитель тормозов, статическая характеристика, следящее устройство, упруго-эластичный элемент, насыщение по давлению.

ABSTRACTS

Optimization of clock frequency of a phase meter for internal combustion engine / A.N. Borisenko, A.B. Bogayevsky, B. I. Kubrick, O. V. Lavrinenko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 3– 7. – Bibliogr.: 9.

In the article the average quadratic error of digital integrating phase meter is explored and the method of its reduction due to realization of certain correlation between time is offered entrance impulses, which a phase change is measured between. The flowchart of the device of measurement of a phase angle between two sequences is presented. By authors it is shown that minimum possible value of this error can be received, having provided keeping of a ratio between the frequency of quantization and frequency of the specified sequences in any range of change of the last.

Keywords: phase angle, clock frequency, phase meter, internal combustion engine.

Stability BLDC motor of conversion hybrid car / V. JA. Dvadenko// Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 8 – 17. – Bibliogr.: 6. – ISSN 2079-083x.

Conversion of a conventional car into a Plug-in hybrid reduces fuel consumption and makes the car environmentally friendly. To make this conversion was economically attractive, it is necessary to make a suitable inexpensive electric motor. This engine can be BLDC motor based on a powerful automotive generator. The article has been considered the stability of the traction BLDC motor. A method for ensuring the sustainability of such a motor by means of electronic compensation control of armature reaction. Developed and practically implemented BLDC motor on the basis of the developed method. This motor is designed based on the powerful automobile generator G290. Proposed a scheme for the control unit voltage excitation, which provides stable operation BLDC motor. The proposed methodology and its implementation of the circuit tested in practice in the conversion of Plug-in hybrid car «Lanos pickup». Test results confirmed the effectiveness of the technical solution.

Keywords: BLDC motor, vehicle conversion, Plug-in hybrid car, compensation armature reaction, method for ensuring the sustainability of BLDC motor.

Maintaining the desired temperature of the inertial object with using the PWM control and prediction / P. A. Kachanov, O. N. Yevseienko // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automation and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. - № 67 (1109). – P. 18-28. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2079-083x.

There have been used the thermal objects control method with the forecast and PWM-modulation. There were developed hardware and software complex for investigating the thermal control law. The complex includes: the control law, control program, heater, temperature sensors, controller unit and control object. The proposed method relates to the object temperature control systems mode. This method is possible to be used in power engineering, chemical, metallurgy, food, housing and other industries. The results allows to make a conclusion that the method has shown the acceptable outcome even for non-fixed temperature conditions. Time saving of the sampling period and extension of the prognostication interval can be achieved by errors reduce, due to the full-scale experiment.

Keywords: inertial object, thermal object, object with distributed and lumped parameters, sampling frequency, the theorem of Kotelnikov (theorem of Nyquist-Shannon), pulse-width modulation, predicting filter.

Towards the influence of the envelope of the transmitted radio pulse on the estimated plasma temperature obtained by using the incoherent scattering technique / D.V. Kotov, O.V. Bogomaz, O.I. Lialuk, D.O. Iskra // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 29–32. – Bibliogr.: 7. – ISSN 2079-083x.

The influence of the shape of sounding pulse envelope on the results of inverse radiophysical problem solving (estimation of parameters of ionosphere plasma by means of incoherent scatter technique) is studied. It is shown that involving of real pulse envelope into the calculation of radar ambiguity function led to significantly better results of inverse radiophysical problem solving. Real pulse envelope was obtained by means of the developed algorithm based on using the external antenna and the precision high-speed analog-to-digital converter. Systematic biases in estimated parameters of ionosphere were eliminated. Values of biases in ionosphere plasma temperature for different physical conditions are obtained.

Key words: incoherent scatter radar, ambiguity function, pulse envelope.

Generation wideband spread spectrum signals in computerized integrated systems / V.A. Krulova // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 33–37. – Bibliogr.: 4. – ISSN 2079-083x.

The adaptive system of data transmission is considered. The technique of an assessment of information condition of a communication channel is offered. In the thesis work are presented methods and algorithms for implementing adaptive coding and technology of signal-code structures with broadband access construction. The ways and means of error-protection enhancement and effective use of time-frequency channel resource by using the universal software and hardware for error-protection are shown. The paper presents the technology of synthesis of signal-code structures on the basis of a system of signals with a comb spectrum and adaptive coding. A method of forming signals with artificially created comb spectra that belong to a class of broadband signals is presented, which allows more efficient use of transmission systems time-frequency resource by eliminating the guard intervals between the individual channels. The creation of such devices can improve the accuracy and speed of information transmission, with codec minimal redundancy, as well as efficient use of the frequency resource channel.

Keywords: adaptive system, interval of supervision, communication channel, probability of bit error, computer systems and networks, information security system, adaptive coding, broadband signals, signal-code construction, the comb filter.

Influence of linear dimensions change on electrical parameters of microelectromechanical system's components / I. Sh. Nevludov, V. A. Palagin, J. I. Bogdan, S. M. Tomanova // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and machinery. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 38–48. – Bibliogr.: 10. – ISSN 2079-083x.

Similitude and dimension physical quantities theories (TS and DPQ) are basic principles for estimation of changing properties MEMS with decreasing linear scale. Different active forces changes with distinguish laws and these forces are enumerated. In the article surface tension force, electrostatic interactions and electromagnetic interactions are analyzed. TS and DPQ can be used for analysis and estimation changing characteristics of microelectromechanical systems. These theories help to choose rational functioning principle of MEMS. Also using TS and DPQ allows to estimate the correctness of results, which were obtained with other methods. In the report some principle tendencies of miniaturization are shown.

Keywords: Similitude theory, dimension physical quantities theory, microelectromechanical systems, microsystem machinery, scaling, miniaturization.

Analiz of functional and metrological characteristics of the measuring instrument of modulation / U. F. Pavlenko, E. V. Golikova // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 49–53. – Bibliogr.: 4.

Profound consideration of functionality and metrological characteristics of the measuring instrument of modulation is carried out. Sources of errors and distortions in a path of the measuring instrument of modulation in the different modes, and also possibility of a manipulation by strips of a path of low frequency for decrease in influence of amplitude and frequency noise on results of measurement are analysed. In a consequence of that it is possible to draw a conclusion that real metrological opportunities of a modulometr are potentially higher, than is specified in the technical specification, and the accounting of features of passing of a signal through a path of the measuring instrument of modulation and dependence of metrological characteristics on signal parameters, allows to realize these opportunities.

Keywords: amplitude modulation, frequency modulation, modulation measuring instrument, deviation of frequency, coefficient of amplitude modulation, coefficient of harmonicas.

Comparison of zones of protection lightning rod witch defined by the applicable regulatory document / AA Petkov // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and machinery. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P. 54–58. – Bibliogr.: 3. – ISSN 2079-083x.

The paper suggested the ratio for determine the probability of ground hitting in the area of the lightning rod in the construction of its protection zone by the method of fictitious sphere. The obtained data in the article allow distinguishing between the sphere of applicability of the construction methods of the protection zone of lightning rod, based on the allowable probability of hitting the ground surface in the protected area. Materials of the article can be used to improve the calculation of the protection zones of lightning rods with different methods of their construction and evaluation of the probability of destruction of electronic and avionics of objects located in these zones.

Keywords: thunderbolt, distribution function, loss of soil.

Modeling of an electric field in systems with thin conductive rods at presence of space charge / M.M. Rezinkina, O.L. Rezinkin, E.E. Svetlichnaya, E.V. Sosina // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P.59–67. – Bibliogr.: 9. – ISSN 2079-083x.

Calculations of electric field (EF) distributions in the systems simulating downward lightning channel near the earth and a lightning-arrester have been performed. At this, presence of space charge in the streamer zone of lightning leader and corona around a lightning-arrester tip has been taking into account. The numerical method of final volumes modified with regard of presence of thin and long conductive objects like rods or wires by usage of logarithmic law of potentials decrease in the radial direction near rods' axis has been used for EF calculations. Possibility of truncation of calculated area so that it includes a lightning-arrester and the lowest part of the lightning channel has been shown. The numerical experiments made with the help of the described method have shown that presence of a corona zone around the lightning rod tip has no essential influence on distance to a lightning leader, at which conditions of propagation of an ascending leader from lightning rod are fulfilled.

Keywords: electric field, leader channel of lightning, lightning-arrester, space charge.

Optimization of modal control for multidimensional process of crystallization / V. S. Suzdal, Yu. S. Kozmin, V. N. Tonkoshkur // Bulletin of NTU "KhPI". Series: Automatics and instrument making. – Kharkiv : NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – P.68–75. – Bibliogr.: 3. – ISSN 2079-083x.

The main goal is to optimize modal control of a technological process of large single scintillation crystal growth. Growth of large crystals is carried out in varying thermal conditions. This leads to a non-stationary process. And at the same time, modern requirements for stability of a single crystal's diameter are very high and dictate strict limitations to the sustainability and quality control process. Synthesis of control measures was based on modal dominance and conducted in two stages. The first phase allowed to synthesize modal regulator, based on a shift of its own control object range. The second phase was required for a regulator optimization. This ensured an optimal placement of closed system's poles. The parameters of transition process in a closed system's management show that synthesized system is stable and satisfies requirements of quality control during crystal growth.

Keywords: optimization, modal control, modal dominance, control of single crystals growth.

The mathematical description of vacuum brake booster elastic characteristics in pressure saturation mode / S. Shuklinov // Bulletin of National Technical University "KhPI" Series: Automation and instrument making – Kharkiv: NTU "KhPI", 2014. – № 67 (1109). – p. 76 – 85. Bibliog.: 4 titles. – ISSN 2079-083x.

The analysis of stress-strain state of tracking unit of vacuum brake booster elastic element for each section of its characteristics is presented. Mathematics description of vacuum brake booster static characteristics is given. Relation between input force and output of vacuum booster in saturation state is depicted. Analytical determination of static characteristics parameters is of vacuum buster in specified state is calculated. Analytical dependence between of the transmission factor of tracking device in saturation mode is depicted. Transmission coefficient of tracking device which is greater than one is calculated. Experimental and calculated characteristics of vacuum brake booster are presented.

Key words: vacuum brake booster, static characteristic, tracking device, elastic element, saturation pressure

ЗМІСТ

Борисенко А.Н., Богаевский А.Б., Кубрик Б.И., Лавриненко О.В. Оптимизация тактовой частоты фазометра для двигателя внутреннего сгорания	3
Двадненко В.Я. Обеспечение устойчивости вентильного электродвигателя конвексионного гибридного автомобиля	8
Качанов П. А., Евсеенко О. Н. Поддержание заданной температуры инерционного объекта с использованием ШИМ-регулирования с предсказанием	18
Котов Д.В., Богомаз А.В., Лялюк А.И., Искра Д.А. О влиянии огибающей излучаемого радиоимпульса на оценки плазменных температур, определяемых с помощью метода некогерентного рассеяния	29
Крылова В.А. Формирование широкополосных сигналов с расширенным спектром в компьютеризированных интегрированных системах	33
Невлюдов И.Ш., Палагин В.А., Богдан Ю.И., Томанова С.М. Влияние масштаба на электрофизические параметры компонентов микроэлектромеханических систем	38
Павленко Ю. Ф., Голикова К. В. Аналіз функціональних і метрологічних характеристик вимірювача модуляції	49
Петков А. А. Сравнение зон защиты стержневого молниеотвода, определяемых действующим нормативным документом	54
Резинкина М.М., Резинкин О.Л., Светличная Е.Е., Сосина Е.В. Моделирование электрического поля в системах с тонкими проводящими стержнями при наличии объемного заряда	59
Суздаль В. С., Козьмин Ю. С., Тонкошкур В. Н. Оптимизация модального управления многомерным процессом кристаллизации	68
Шуклинов С.Н. Математическое описание статической характеристики вакуумного усилителя тормозов в режиме насыщения по давлению	76
Реферати	86
Рефераты	89
Abstracts	92

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХП»**

Збірник наукових праць

Серія:
Автоматика та приладобудування

№ 67 (1109)

Наукові редактори: проф. П. О. Качанов
Технічний редактор: ас. О. В. Сосіна

Відповідальний за випуск канд. техн. наук Г. Б. Обухова

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ: 61002 Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ «ХП».
Кафедра теоретичних основ електротехніки.
Тел.: (057) 707-69-61; e-mail: elenasosina09@gmail.com

Обл.-вид № 89–12.

Підп. до друку 29.12.2014 р. Формат 60×84 1/16. Папір Сору Paper.
Друк ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 8,4. Облік.-вид. арк. 7,7.
Тираж 300 пр. Зам. № 23. Ціна договірна.

НТУ «ХП», 61002, Харків, віл Фрунзе, 21

Надруковано в друкарні КП “Міська друкарня”
Свідоцтво про реєстрацію № 3613 серія ДК від 29.10.2009 р.
м. Харків, вул. Артема, 44 тел. (057)700-48-37
